NUMERO 5
LIRE 350

PROVAVALVOLE

ANALIZZATTORI

GENERATORI

OSCILLOGRAFI

MISURATORI DI CAMPO

APPARECCHI SPECIALI

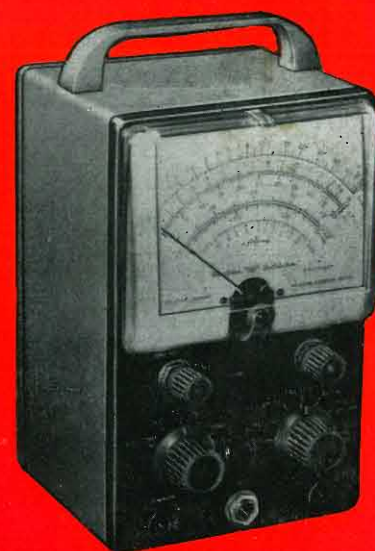
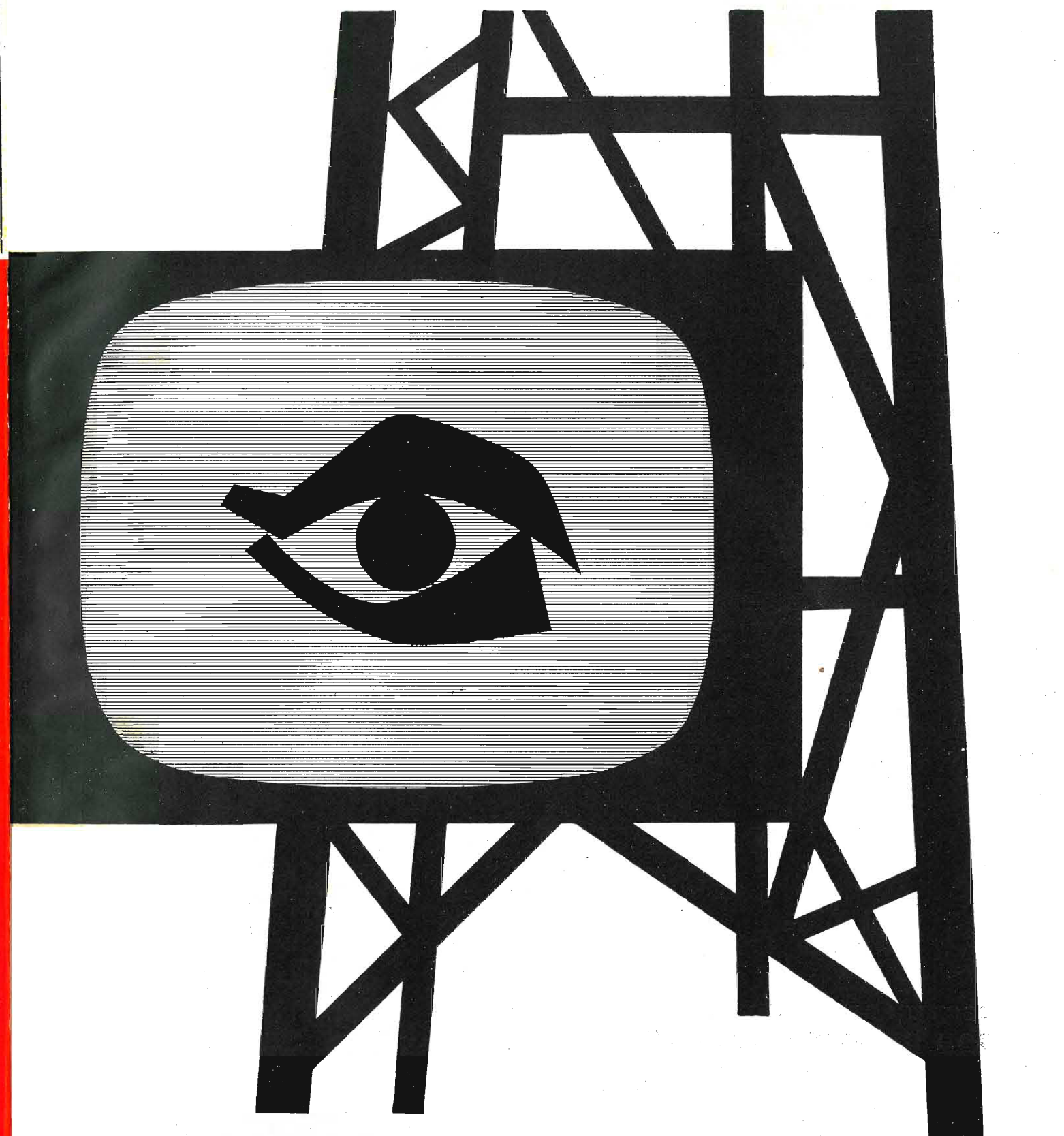
IL NUOVO
MISURATORE DI CAMPO EP 504

Il suo campo di frequenza ne permette l'uso sia per tutti i canali TV che per FM.
Alimentazione mista - alternata universale - continua con 6 Volt.
Campo di misura: da 10 μV a 30 mV.
Portate: 100 μV - 300 μV - 1 mV - 3 mV - 10 mV - 30 mV.
Impedenza d'ingresso: 300 Ω simmetrica ÷ 75 Ω disimmetrica.

UNA s.r.l.

APPARECCHI RADIOELETTRICI

MILANO

Via Cola di Rienzo, 53 - Tel. 474060-474105 - C.C. 395672

un capolavoro della tecnica elettronica

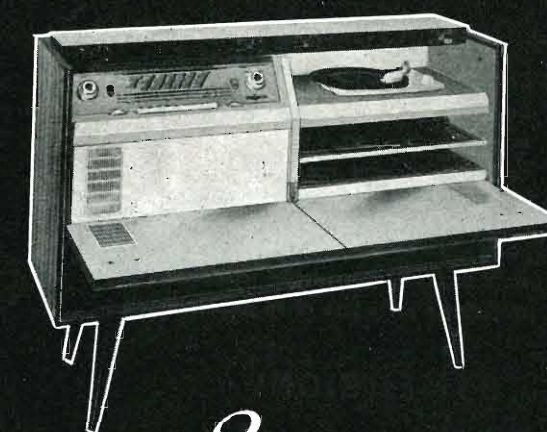
OSCILLOSCOPIO MODELLO 547
CON CIRCUITI STAMPATI

Oscilloscopio professionale con caratteristiche adatte agli usi di laboratorio nel campo della tecnica TV e degli impulsi, oltre agli usi generali ai quali un buon oscilloscopio è destinato. Il laboratorio studi della LAEL ha tenuto conto di tutte le esigenze per rendere lo strumento di pratico impiego anche per misure particolari. Dimensioni: 380 x 300 x 500 mm. A larga banda (cc ÷ 10 MHz). Asse dei tempi tarato in secondi con espansione fino a 50 diametri. Adozione di circuiti stampati.

STUDIO LAEL

LABORATORI ELETTRONICI
VIA PANTELLERIA, 4 - MILANO - TELEFONO 391.267-8
FILIALI: ROMA, VIA AMATRICE, 15 - NAPOLI, VIA ROMA, 28

Un gioiello della serie Belform

"Serenata I" RD 177 M F è un gioiello della famosa Serie Belform ad « alta fedeltà », tecnicamente quanto di meglio si possa desiderare nel campo dei radiofonografi.
Lussuosa consolle in legno pregiato - 4 gamme d'onda: onde medie, 2 corte espanse, modulazione di frequenza - Elevata fedeltà di riproduzione sonora a mezzo di speciale « complesso ortofonico » con 10 W. di potenza d'uscita - Antenne a dipolo incorporati - Giradischi a 4 velocità con vano discoteca. Lire **198.000** (compr. tasse radio).

Serenata

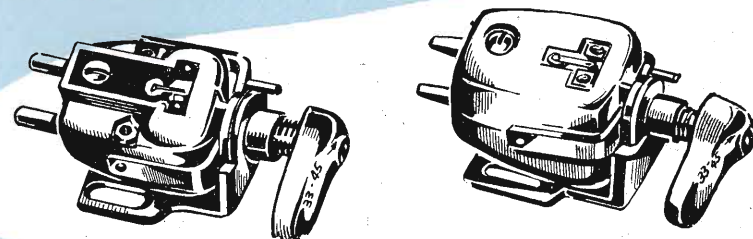
RADIOMARELLI

Radio - Televisori - Frigoriferi - Lavatrici

GRATIS chiedete Catalogo Generale in Corso Venezia, 51 - Milano

CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

Goldring

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN) LTD.

CARATT. TECNICHE	*Mod. n.° 500*	*Mod. n.° 600*
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro o diam.° p. micros.° (rossa)	0,00 poll. rad	0,00 poll. rad.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3,5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza alla c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ± 2 dB

ANDEL

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:
HILARY DUNN su " RECORD REVIEW " *scrive sulla cartuccia n° 500:*
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE"
P. WILSON su "THE GRAMMOPHONE" *definisce la cartuccia n° 600:*
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO COSI VICINO ALLA PERFEZIONE..."

Mod. **T.R.1** PER DISCHI FINO A 12"

BRACCI PROFESSIONALI

Mod. **T.R.2** PER DISCHI FINO A 16"

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere, consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

DIMENSIONI

	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393,5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82,5	mm. 96,5

ACCESSORI

MOD. STB. 1
BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3
SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA

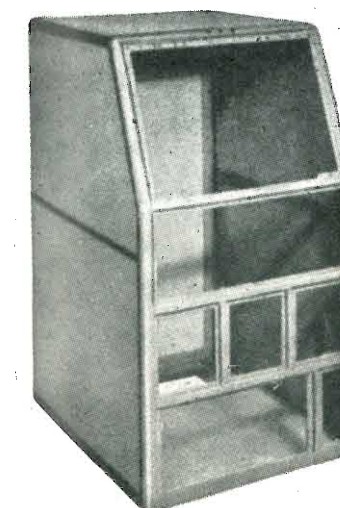
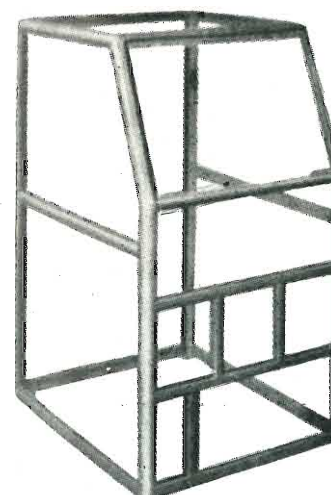
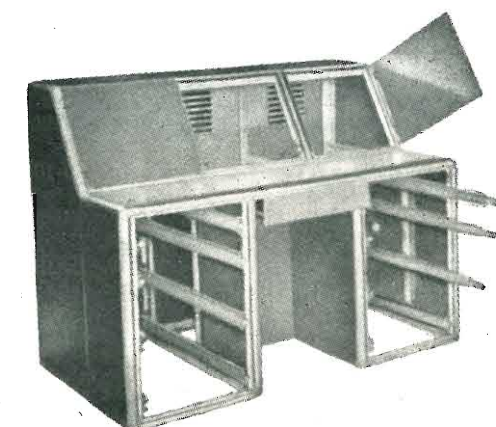
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278855

ELEMENTI COMPONIBILI

per la costruzione di qualsiasi tipo di mobile metallico con il sistema brevettato

QUICK-FIT

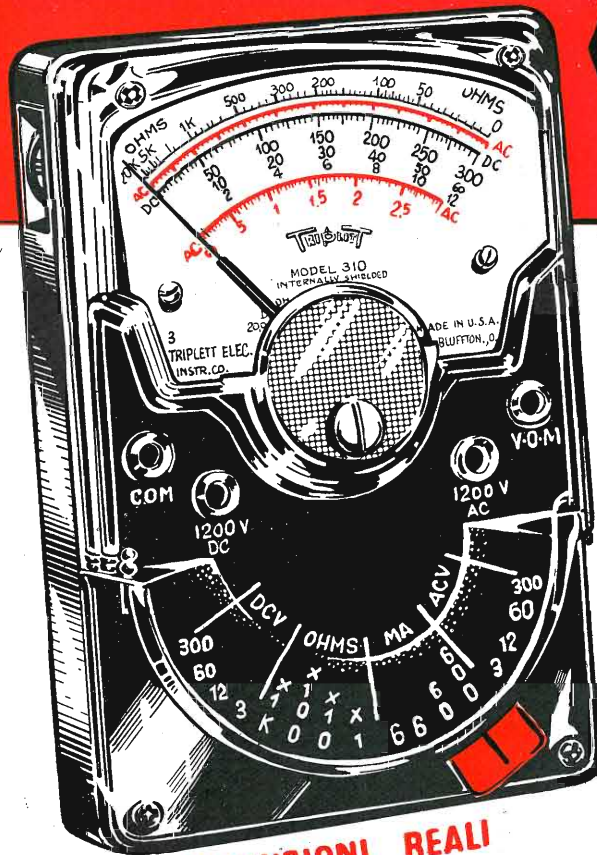
SEMPLICITA'
ROBUSTEZZA
ELEGANZA
ECONOMIA
Nessuna foratura
Nessuna saldatura

Il « QUICK-FIT » è un sistema di costruzione meccanica elaborato dalla **Hallam, Sleigh & Cheston, Ltd.** di Birmingham, grazie al quale è possibile « comporre », come con i pezzi del « Meccano » e nel giro di pochi minuti, qualsiasi tipo di consolle, armadio, cofano, custodia, rack, ecc. senza effettuare alcun foro o alcuna saldatura: una volta tagliate alla lunghezza voluta le barre « Quick-Fit », il montaggio si effettua con l'aiuto di una semplice chiave a tubo. Si ottiene una struttura portante di eccezionale robustezza, che permette di realizzare mobili metallici di precisione, eleganza e funzionalità inconfondibili.
Una vastissima gamma di profili, misure, tipi di accessori, guide telescopiche, ecc. consente un numero pressochè infinito di combinazioni, tali da soddisfare qualsiasi esigenza tecnica ed estetica.
La **Hallam, Sleigh & Cheston, Ltd.** è la stessa Casa produttrice delle famose guide telescopiche **Widney Dorlec** (semplici, a rovesciamento, a libro, antimagnetiche ecc.).

Due fasi della costruzione di un mobile con elementi « Quick-Fit ».

Altro esempio di costruzione con « Quick-Fit ». Si notino le guide telescopiche già in sito.

Per preventivi, listini e per ogni altra informazione si prega di indirizzare a:

TEMAC

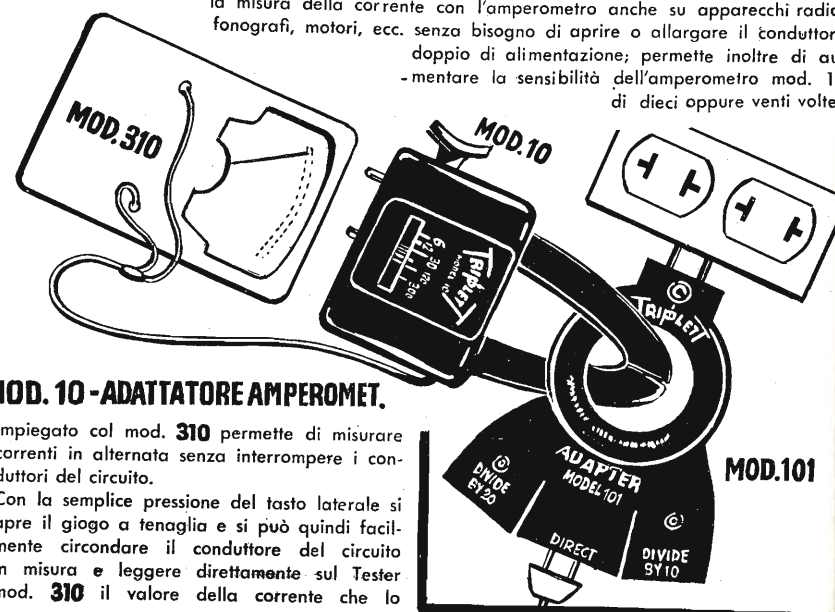
Rappresentante Generale per l'Italia.

Via Abbadesse, 52 - Tel.: 672.777
MILANO

MOD. 310 ANALIZZATORE TASCABILE

Sens.: 20 Kohm p. V. c.c.
5 Kohm p. V. c.a.
Toll.: ± 3% c.c.
V. c.c.: 0-3-12-60-300-1200
V. c.a.: 0-3-12-60-300-1200
Ohm: 0-20.000-200.000
MΩ: 0-2-20
µAmp. c.c.: 0-600 a 250 mV.
mAmp. c.c.: 0-6-60-600 a 250 mV.
Peso: Kg. 0,400

DIMENSIONI REALI

MOD. 101 - SEPARATORE DI LINEA

Ideato per dividere i due normali conduttori di linea e consentire quindi la misura della corrente con l'amperometro anche su apparecchi radio, fonografi, motori, ecc. senza bisogno di aprire o allargare il conduttore doppio di alimentazione; permette inoltre di aumentare la sensibilità dell'amperometro mod. 10 di dieci oppure venti volte.

MOD. 10 - ADATTATORE AMPEROMET.

Impiegato col mod. **310** permette di misurare correnti in alternata senza interrompere i conduttori del circuito.
Con la semplice pressione del tasto laterale si apre il giogo a tenaglia e si può quindi facilmente circondare il conduttore del circuito in misura e leggere direttamente sul Tester mod. **310** il valore della corrente che lo attraversa.

Le portate ammesse, selezionabili con l'apposita levetta, sono **6** e cioè: **A.** 0 - 6; 0 - 12; 0 - 30; 0 - 60; 0 - 120; 0 - 300.
L'adattore può essere utilizzato sia con fissaggio diretto sullo strumento **310**, sia a distanza con l'impiego del collegamento mod. **311**; esso inoltre può essere impiegato con qualsiasi altro strumento che possegga una scala a 3 V. in c.a. con resistenza interna di 5000 ohm/V usando il collegamento mod. **611**.

Bluffton, Ohio, U. S. A.

MOD. 631
DUE APPARECCHI IN UNO

analizzatore
Sens.: 20 Kohm p. V. c.c.
5 Kohm p. V. c.a.
Toll.: ± 3% c.c. a 1200 V.
V. c.c.: 0-3-12-60-300-1200 a 20 Kohm p. V.
V. c.a.: 0-3-12-60-300-1200 a 5 Kohm p. V.
Ohm: 0-1500-15.000
MΩ: 0-1,5-150
µA. c.c.: 0-60 a 250 mV.
mA. c.c.: 0-1,2-12-120-1200 a 250 mV.
A. c.c.: 0-12 a 250 mV.
DB: —20 +50 (600 Ohm a 1 mW.)

voltmetro elettron.
Alimentazione: a batteria
Galvanometro: ad azzeramento centrale
Imped. d'entr.: 11 Mohm
V. c.c.: 0-1,2-6-30-120
Peso: Kg. 1,850

MOD. 630 A
analizz. p. laborat.
Sens.: 20 Kohm p. V. c.c.
5 Kohm p. V. c.a.
Toll.: ± 1½% c.c. a 1200 V.
V. c.c.: 0-3-12-60-300-1200-6000 a 20 Kohm p. V.
V. c.a.: 0-3-12-60-300-1200-6000 a 5 Kohm p. V.
Ohm: 0-1000-10.000
MΩ: 0-1-100
µA. c.c.: 6-60 a 250 mV.
mA. c.c.: 0-1,2-12-120 a 250 mV.
A. c.c.: 0-12 a 250 mV.
DB: —20 +70 (600 Ohm a 1 mW.)
Peso: Kg. 1,500

MOD. 625NA
analizz. univers.
Sens.: 20 Kohm p. V. c.c.
10 Kohm p. V. c.a.
Toll.: ± 3% c.c. a 1000 V.
V. c.c.: 0-1,25-5-25-125-500-2500 a 20 Kohm p. V.
0-2,5-10-50-250-1000-5000 a 10 Kohm p. V.
V. c.a.: 0-2,5-10-50-250-1000-5000 a 10 Kohm p. V.
Ω: 0-2000-200.000
MΩ: 0-40
µAmp. c.c.: 0-50 a 250 mV.
mAmp. c.c.: 0-1-10-100-1000 a 250 mV.
A. c.c.: 0-10 a 250 mV.
DB: —30 + 69 (500 Ohm a 6 mW.)
Peso: Kg. 1,350

MOD. 650
voltmetro elettron.
Toll.: ± 3% c.c.
V. c.c.: 0-1-5-10-50-100-500-1000
V. c.a. - R.F.: 0-1-5-10-50-100-500 (da 15 Hz a oltre 150 MHz)
V. picco a picco: 0-2,8-14-28-140-280-700
Ohm: 0-1K-10K-100K
MΩ: 0-100-1000
Galvanometro: a lettura centrale "0"
Imped. d'entr.: 11 Mohm
Accessori: Una sonda schermata per misure c.a. e R.F.
Peso: Kg. 2,200

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:
PASINI & ROSSI
GENOVA - VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 r
TELEF. 83'465 - TELEGR. PASIROSSI
MILANO - VIA A. DA RECANATE, TELEF. 278'855

ANDEL

RADIO
TELEVISIONE
Hi-Fi
20 modelli diversi
richiedete listino

DA OGNI PUNTO DI VISTA
IMCARADIO
Alessandria

E' UNA GRANDE MARCA

IMCARADIO
SPALTO GAMONDIO 1
TEL. 4661/2
Alessandria

"...è una produzione del progresso"

DISTRIBUTORI

MILANO
VIA LAZZARETTO, 17 - 14
TEL. 664.147 - 652.097

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

IL MARCHIO DI GARANZIA

OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA
Mod. O 857

BANDA PASSANTE DALLA CC. a 10 MHz

COMPLESSO Mod. C 1056 A

MARKERS A QUARZO

SWEEP MASSIMA LINEARITÀ

OSCILLOSCOPIO
ALTA SENSIBILITÀ

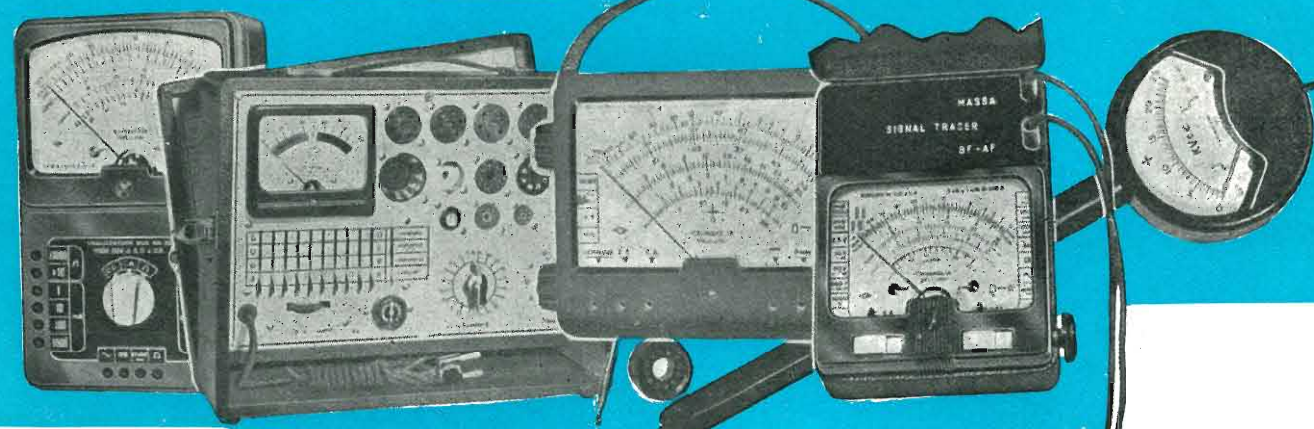
MILANO - VIA MOSCOVA 40/7 - TEL. 667.326

il primo!!!

ANALIZZATORE UNIVERSALE A TRANSISTORI - Mod. ANE - 104

Sensibilità 100.000 Ohm|V - cc
10.000 Ohm|V - ca

Vcc.	1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1000 V
Vca.	10 - 50 - 100 - 500 - 1000 V
mAcc.	10 - 100 μA = 1 - 10 - 100 - 1000mA
OHm.	1 - 10 - 100 KΩ = 1 - 10 - 100 MΩ
dB.	- 10 + 56 dB

STABILITÀ
PRECISIONE
BASSO PREZZO

AN 28 ANALIZZATORE 5000 ΩV.
AN 119 ANALIZZATORE 10000 ΩV.
AN 138 ANALIZZATORE 20000 ΩV.

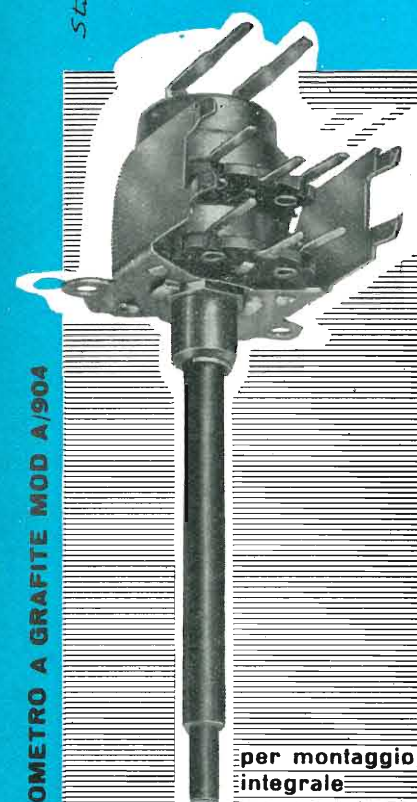
PRV 560 PROVAVALVOLE
ANE - 102 ANALIZZATORE ELETTRONICO
KV - 25 KILOVOLTMETRO 25000

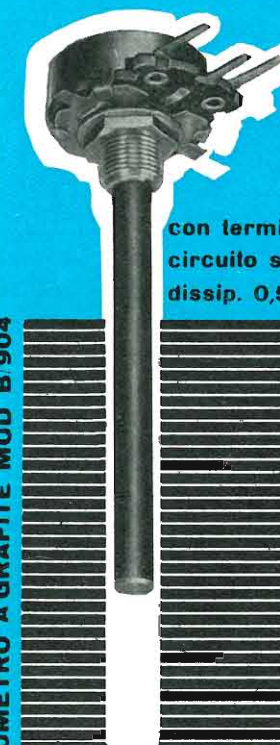
AN - 22 MICROTESTER
AN - 22 S MICROTESTER con SIGNAL TRACER

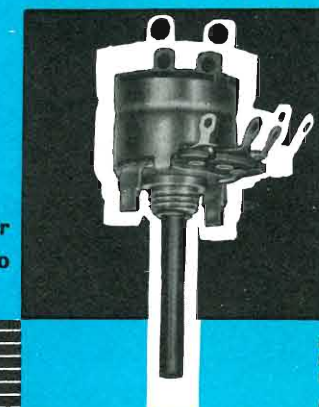
ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Telef. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 . Tel. 833371

presenta nuovi modelli di potenziometri

Studio Pellegrini

POTENZIOMETRO A GRAFITE MOD A/904

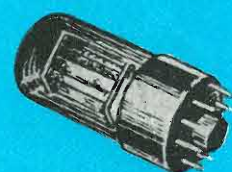
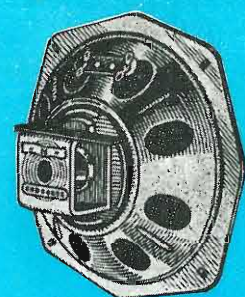
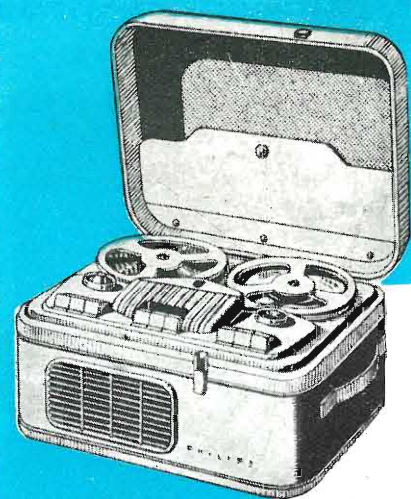
per montaggio integrale con circuito stampato dissip. 0,5 W

POTENZIOMETRO A GRAFITE MOD B/904

con terminali per circuito stampato dissip. 0,5 W

per ricevitori miniaturizzati
Ø 16 mm. dissip. 0,2 W

POTENZIOMETRO A GRAFITE MOD 905

CONDENSATORI A MICA
CONDENSATORI CERAMICI
CONDENSATORI IN POLISTIROLO
POTENZIOMETRI A GRAFITE

MIAL MILANO

VIA FORTEZZA, 11 - TEL. 25.71.631 - 2 - 3 - 4

Per i costruttori
Per i radioriparatori
Per gli amatori
Per i rivenditori
e per tutti i tecnici

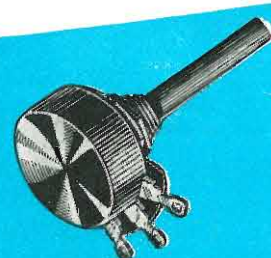
MELCHIONI s. p. A.

dispone
di un vastissimo assortimento di parti staccate, vaivole, cinescopi, strumenti di misura, registratori, amplificatori, minuterie ecc.

Nel grande Magazzeno di MILANO
VIA FRIULI 16/18 - Telefono 58 58 93

la più grande ed aggiornata scelta di tutti i componenti elettronici

Vendita anche per corrispondenza su ordinazioni con Catalogo.

Richiedete a mezzo dell'unito modulo il CATALOGO GENERALE e Listini che vi saranno inviati **gratuitamente**

Spett. Ditta MELCHIONI **ATV**
Via Friuli 16/18 - MILANO

Vi prego volermi inviare il Vs/ Catalogo Generale illustrante i Vs/ prodotti.

COGNOME.................................... NOME....................................

VIA.................................... N........ CITTÀ....................................

AVETE IL NUOVO CATALOGO
Gian Bruto Castelfranchi 1958

No?... è una interessantissima enciclopedia dell'elettronica
Contiene:

- **oltre 500 pagine**
- **più di 1500 illustrazioni**
- **numerosi schemi**
- **tutte le novità**
- **nuovi prezzi 1958**

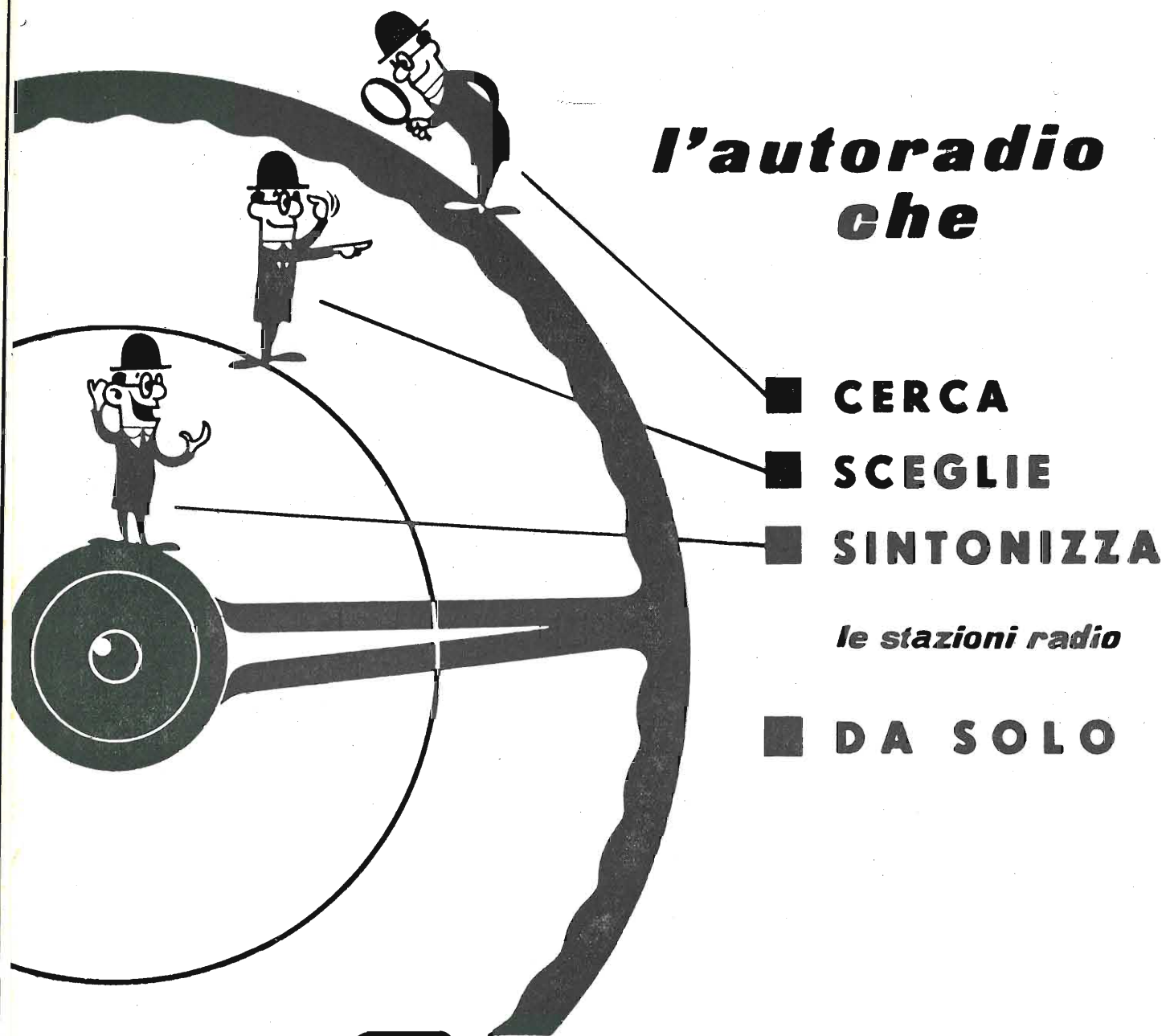
In distribuzione presso i migliori rivenditori di apparecchi e materiale radio e TV. Potrete riceverlo subito al V/indirizzo al prezzo di L. 2000 servendoVi per le ordinazioni del tagliando a fianco.
Uno sconto del 10% verrà praticato se sarà versato anticipatamente l'importo sul nostro c/c postale 3/23395

Via Petrella 6 - Milano

Speditemi il vs. catalogo al sotto elencato indirizzo

Cognome ____________________
Nome ____________________
via ____________________
città ____________________
Provincia ____________________

Ho già versato l'importo di L. 1.800 sul vs. c/c. 3/23395

MANCA PUBBL.

l'autoradio che

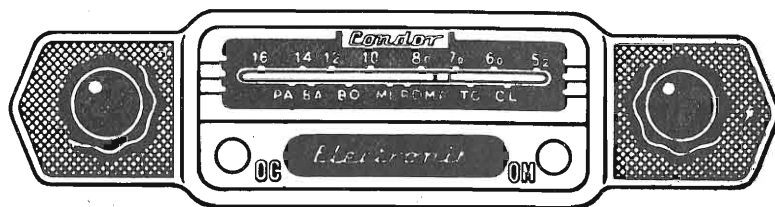
- **CERCA**
- **SCEGLIE**
- **SINTONIZZA**

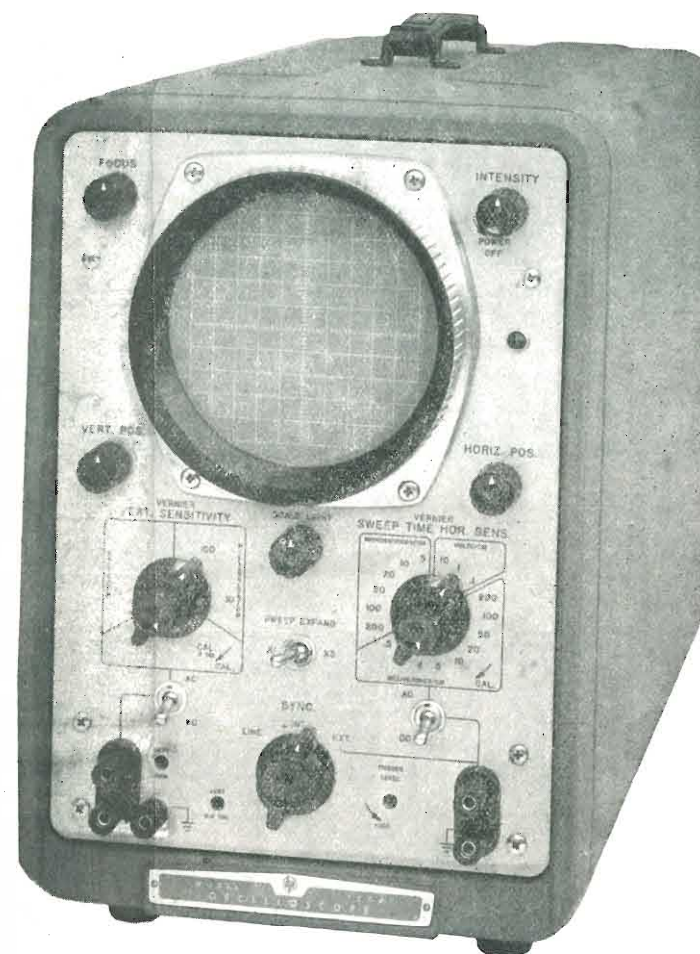
le stazioni radio

- **DA SOLO**

Condor

ELECTRONIK

Dr. Ing. GIUSEPPE GALLO
S.P.A. CONDOR
MILANO
VIA UGO BASSI, 23/A

HEWLETT-PACKARD CO.

PALO ALTO (U. S. A.)

Mod. 120 A

ECCO IL 120A

E' IL PIU' ECONOMICO OSCILLOSCOPIO DI ALTA QUALITA'

E' NUOVO

- **Pannello semplice - Pochi comandi - Misure più rapide e più facili !**
- **Considerate le caratteristiche tecniche - Da c.c. a 200 kc. - Sganciamento automatico, alta sensibilità ed assoluta precisione.**
- **D'altissima qualità - Robusto - Portatile (leggerissimo).**

SPAZZOLAMENTO (SWEEP)

Sganciamento: interno, esterno, oppure con tensione di linea.

Sganciamenti automatici: interno per una deflessione di cm. 0,5, oppure esterno per 2,5 V. picco a picco. Linea di base presente sullo schermo in assenza di segnale. Nessun controllo di sincronizzazione.

Portate di sweep: 15 tarate nelle sequenze 1-2-5, da 5 μsec/cm. a 200 msec/cm.; precisione ± 5%; verniero con rapporto 2,5 : 1 (diminuise la velocità di spazzolamento). Espansione X 5 dello sweep applicabile a tutte le portate.

AMPLIFICATORE VERTICALE

Larghezza di banda:
accoppiamento alla c.c. - dalla c.c. a 200 kc.
accoppiamento alla c.a. - da 2 Hz./sec. a 200 kc.

4 portate tarate: 10 mV./cm., 100 mV./cm., 1 V./cm., 10 V./cm. - precisione ± 5%; verniero con rapporto 10 : 1.

Entrata bilanciata: sulla portata 10 mV./cm.

Calibratore interno per la taratura di ampiezza.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

3 portate tarate: 0,1 V./cm.; 1 V./cm.; verniero con rapporto 10 : 1.

Larghezza di banda: come per l'amplificatore verticale.

GENERALITA'

Tubo a raggi catodici: tipo 5AQP1, con potenziale d'accelerazione di 2.500 V.

Modulazione di intensità (asse Z): tramite terminali, posti sulla parte posteriore dello strumento.

Potenza d'entrata: circa 130 watt.

Alimentazioni in c.c.: completamente stabilizzate.

Permetteteci di presentarVi brevemente questo nuovo oscilloscopio HEWLETT-PACKARD. E' stato progettato apposta per un semplice funzionamento, precisione e sicurezza. Pesa pochissimo; solamente 15 Kg. circa.

E' quotato ad un prezzo moderato, ma ciò non è a discapito della qualità e delle possibilità d'impiego.

Le velocità di sweep sono sufficientemente basse per calcoli nel campo meccanico e medico, ed abbastanza rapide pei più rapidi fenomeni transitorî. Vi è un'espansione di spazzolamento X5 ed un verniero per dare un controllo continuo della velocità di spazzolamento. Gli spazzolamenti tarati sono 15, le sequenze 1-2-5.

Gli amplificatori, verticale ed orizzontale, tarati hanno le identiche larghezze di banda per le misure di fase. L'alta sensibilità permette in molti casi di lavorare direttamente dai trasduttori.

L'alta stabilità viene assicurata da un'alimentazione stabilizzata, che comprende una alimentazione stabilizzata del filamento dell'amplificatore mediante transistore.

Il tubo a raggi catodici 5AQP1 può venire tolto facilmente dal pannello frontale; il filtro viene cambiato in 30 secondi. Il 5AQP1 è il medesimo tubo a raggi catodici montato sui più costosi oscilloscopi HEWLETT-PACKARD. Esso dà un responso lineare, un'uniforme intensità della traccia, ed una perfetta messa a fuoco su tutta la superficie del tubo. La grata è completamente illuminata.

Potete senz'altro considerare l' - hp - mod. 120A come l'oscilloscopio con maggiori possibilità d'applicazione mai lanciato fino ad ora sul mercato ad un prezzo così conveniente. Le sue proprietà tecniche sono adattissime per calcoli di precisione in laboratorio o per calcoli di produzione in stabilimenti. L'oscilloscopio - hp - mod. 120AR (tipo da pannello) è l'ideale per applicazioni su installazioni fisse e su quadri di comando.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA: **DOTT. ING. M. VIANELLO**
MILANO - Via L. Anelli, 13 - Telefoni 553.081 - 553.811

Vª Rassegna Elettronica e Nucleare - dal 16 al 30 Giugno - Palazzo dei Congressi - E.U.R. - ROMA
ESPONIAMO ALLO STAND N. 45 (Salone Centrale)

20 Giugno

26 Giugno

Salone Internazionale delle parti staccate Elettroniche

La più grande rassegna
tecnica mondiale
nel campo dell'elettronica

Per tutti i chiarimenti rivolgersi al Commissariato Generale del Salone 23, rue de Lübeck - Paris 16 - Pas. 01-16

questo annuncio ritagliato da diritto ad un ingresso gratuito al Salone

Parco delle esposizioni
Porta di Versailles - Parigi

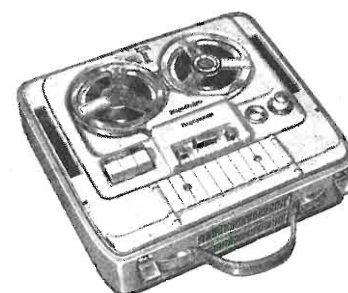
4/58

„Magnetophon"

Registratori TELEFUNKEN a nastro magnetico

" Riflettono il suono come lo specchio l'immagine "

KL 65 TS

Apparecchio per la registrazione con assoluta fedeltà, di musica, suoni, voci, conversazioni, radiotrasmissioni.
Velocità del nastro di registrazione:
4,75 cm./sec. - durata bobina 180 minuti
9,5 cm./sec. - durata bobina 90 minuti
Bobina a doppia traccia invertibile.
Riproduzione attraverso lo stadio finale di un apparecchio radio, oppure mediante auricolare in funzione di dittafono.

KL 65 KS

Registratore in valigia con incorporato stadio finale di amplificazione ed altoparlante. Funzionamento sia autonomo a mezzo del proprio altoparlante che collegato ad un radioricevitore.
Velocità di registrazione:
4,75 cm./sec. - durata bobina 180 minuti
9,5 cm./sec. - durata bobina 90 minuti

KL 35

Registratore con possibilità di mixaggio. Permette la registrazione sonora secondo una propria regia, con sottofondi musicali, sovrapposizioni di voci e di suoni. Apparecchio di illimitate possibilità per registi, attori, studi pubblicitari, professionisti della scena, della canzone e per amatori della regia sonora.
Velocità del nastro:
19 cm./sec. - durata bobina 90 minuti
9,5 cm./sec. - durata bobina 180 minuti
Bobina a doppia traccia invertibile secondo le norme internazionali.

Radiotelevisione

TELEFUNKEN

la marca mondiale

TELEFUNKEN Radio Televisione S. p. A. - MILANO - Piazza Bacone, 3 Tel. 278.556 (aut.)

Geloso

PREAMPLIFICATORE MISCELATORE G 290-A

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO A 5 CANALI D'ENTRATA INDIPENDENTEMENTE REGOLABILI E MISCELABILI ALIMENTAZIONE INDIPENDENTE A TENSIONE ALTERNATA

MISURATORE DEL LIVELLO BF FACOLTATIVAMENTE INSERIBILE IN OGNUNO DEI DIVERSI CANALI D'ENTRATA E IN QUELLO D'USCITA

PER USI PROFESSIONALI, PER I GRANDI IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE, QUANDO OCCORRA MESCOLARE DIVERSI CANALI D'ENTRATA

Prezzo L. 56.000
T.R. L. 220
completo di mobile

ALTA FEDELTA'

G233-HF G234-HF - COMPLESSO AMPLIFICATORE ALTA FEDELTÀ

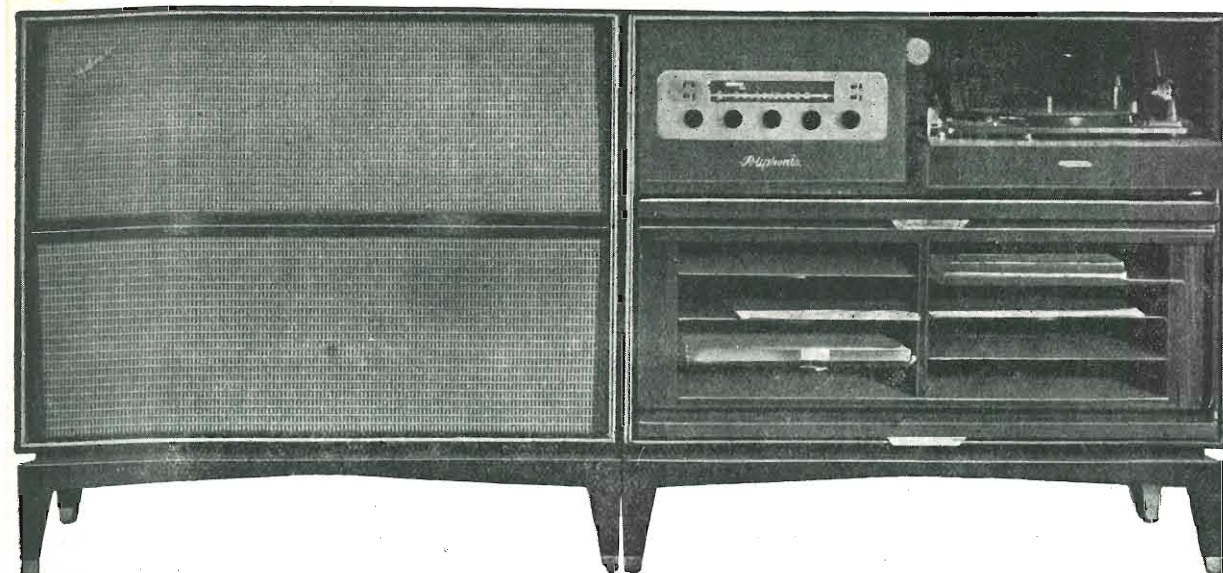
Prezzo L. 66.500 - T.R. L. 385 completo di mobile

POTENZA MASSIMA BF 15 WATT CON DISTORSIONE INFERIORE ALL'1%.
5 canali d'entrata - Equalizzatore - Controllo indipendente delle frequenze alte e di quelle basse - 1 filtro taglia alti - 1 filtro taglia bassi - Uscita per linea a bassa impedenza (60 mV; 100 ohm) - Guadagno: entrata 1) = 66,5 dB; entrata 2) = 35,5 dB; entrata 3) = 38,5 dB; entrata 4) = 39,5 dB; entrata 5) = 66,5 dB - Risposta: lineare da 30 a 20.000 Hz ± 1 dB - Controllo della risposta: con filtro passa basso (taglio a 20 Hz); con filtro passa alto (taglio a 9000 Hz); con regolatori manuali delle frequenze alte e di quelle basse; equalizzatore per registrazioni fonografiche su dischi microsolco oppure a 78 giri - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz: inferiore all'1 %.

G232 HF - AMPLIFICATORE ALTA FEDELTA 20W

POTENZA MASSIMA 20 W CON DISTORSIONE INFERIORE ALL'1 %.
Guadagno: micro 118,9 dB; fono 92,9 dB - Tensione di rumore: ronzio e fruscio 70 dB sotto uscita massima - Risposta alla frequenza: lineare da 30 a 20.000 Hz (± 1 dB) - Distorsione per la potenza d'uscita nominale: inferiore a 1 % - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz con rapporto tra i livelli 4/1: distorsione inferiore a 1 % per un segnale il cui valore di cresta corrisponde a quello di un'onda sinusoidale che dà una potenza di uscita di 20 W. - Circuiti d'entrata: 2 canali micro (0,5 MΩ) - 1 canale pick-up commutabile su due entrate. Possibilità di miscelazione tra i tre canali. - Controlli: volume micro 1; volume micro 2; volume fono; controllo note alte; controllo note basse - Controllo frequenze: alte a 10 kHz da +15 a —26 dB; basse a 50 Hz da +15 a —25 dB.

Prezzo L. 59.000 - T.R. L. 385 completo di mobile

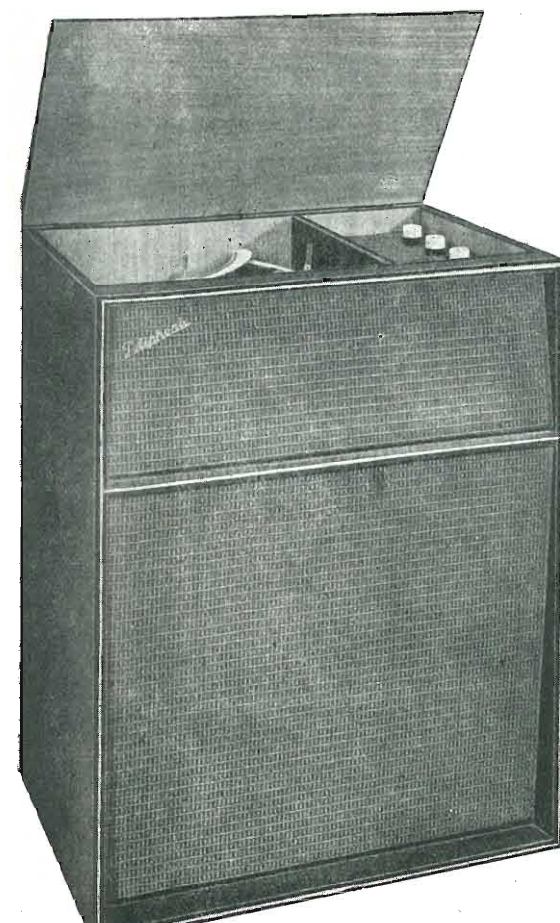
GELOSO s.p.a. - viale Brenta, 29 - MILANO 808

LA CATENA DELLA FEDELTA' MUSICALE !!!

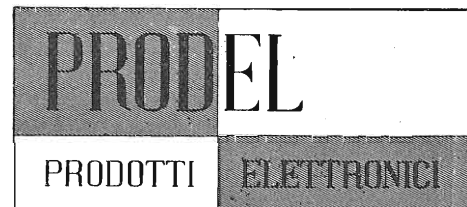
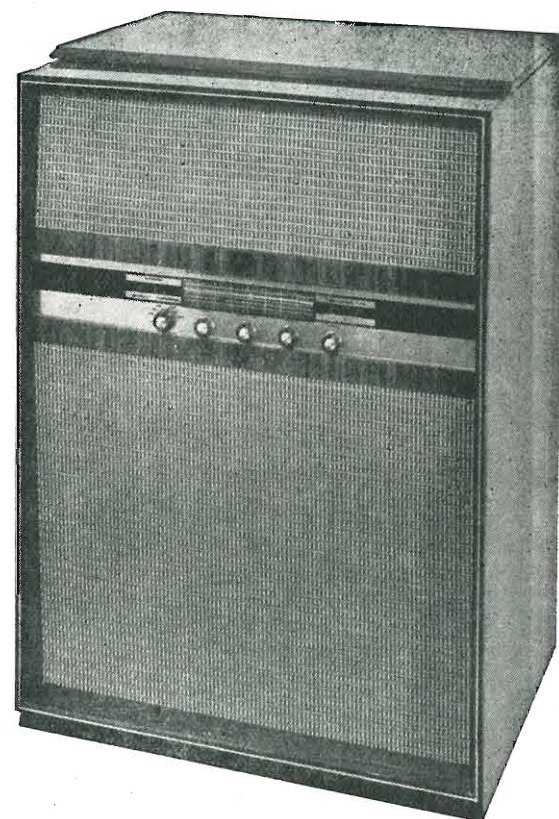
FESTIVAL

Il più imponente radiofono sinora presentato. Due mobili separati affiancabili o savrapponibili, discoteca con piani in cristallo estraibili. Riproduzione acustica superba, ineguagliabile; soddisfa le esigenze dei più raffinati amatori di musica riprodotta. Tutte le più moderne applicazioni:
- preamplificatore ed amplificatore BF
- agganciamento automatico della stazione in FM
- prese ausiliarie per registrazione e televisore
- selettore dei canali acustici
- comandi del profilo fisiologico, toni alti e bassi, equalizzatore di registrazione.

Esecuzione di gran lusso.
- 15 Watts di potenza di uscita.
- Controllo visivo della potenza e della distorsione.

CONCERTO

- Apparecchio « Alta Fedeltà » in unico mobile consolle.
- Cassa acustica a chiusura ermetica (Sospensione pneumatica) brevettata.
- Tre altoparlanti.
- Tutti i dispositivi tecnici che distinguono un riproduttore Alta Fedeltà Antifruscio - Antifondo - Compensatore di canali - Regolatori visivi di tonalità.
- Qualità di riproduzione musicalmente perfetta.
- Viene fornito con sintonizzatore AM/FM, oppure solo fono.
- Potenza di uscita: 12 Watt.

MELODY
FONO - RADIO FM
Novità 1958

Apparecchio « Vera Alta Fedeltà » tanto in fono che in radio FM.
- 12 Watt di potenza in uscita.
- Amplificatore in controfase assolutamente lineare: 20 - di potenza. 20.000 cps. a grande riserva
- Tre altoparlanti incorporati (più uno eventuale di riverberazione).
- Cassa acustica a chiusura ermetica (Sospensione pneumatica brevettata).
- Equalizzazione delle curve di registrazione.
- Testina a peso ridotto di elevata compiacenza.
- Dispositivo per la riproduzione stereofonica.

riproduttori acustici serie Vera Alta Fedeltà

PRODEL S.p.A. milano via aiaccio, 3 - tel. 745477

SIMPSON

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

ECCO IL NUOVO 260!

Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima

NUOVE CARATTERISTICHE

Commutatore per l'inversione delle polarità: rende le misure in c.c. più semplici e veloci .... nessuna inversione dei cordoni.

Nuove portate: 50 Microampere-250 Millivolt: rendono possibili misure più sensibili.... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

Scale in due colori (Nero e Rosso): per letture rapide e minore facilità di errori.

Circuiti meno caricati: la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

Portate in DBM di uso frequente: —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwatt in 600 ohm.

Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c.a.: 5 a 500.000 p/s.

Raddrizzatore a doppia semionda: fornisce misure di tensione in c.a. più precise.

Robusto circuito stampato.

PORTATE:

Volt. c.c. (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c.a. (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000 - 5000 V.
Volt c.a. (con un condensatore interno in serie da 0,1 µf): 2,5-10-50-250 V.
Decibels: da —20 a +50 db. in 4 portate.
Ohm: 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.
Microampere c.c.: 50 - **Milliampere** c.c.: 1-10-100-500 - **Ampere c.c.:** 10.

IL TESTER PIÙ VENDUTO NEL MONDO (SINO AD OGGI 3/4 DI MILIONE DI ESEMPLARI)

Agente Esclusivo per l'Italia: **Dott. Ing. MARIO VIANELLO** - Via L. Anelli, 13 - **Milano** - Tel. 553.081 - 553.811

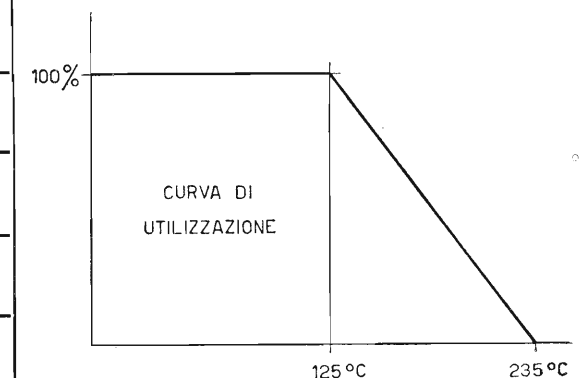
RESISTENZE CAMPIONI DI ALTA PRECISIONE

per strumenti di misura ed apparecchiature di alta stabilità tipo SRC-ORO

corrispondenti alle norme MIL-R-19074-A e MIL-R-10509-B caratt. A

- *grado di fiducia massimo anche per uso in condizioni ambientali particolarmente severe*
- *coefficiente di temperatura estremamente basso (inferiore a quello della manganina)*
- *rumore di fondo trascurabile*
- *100 % del carico con temperatura ambiente di 125°*
- *stabilità eccezionale (variazione max nel tempo con l'uso in qualunque ambiente, con o senza carico, inferiore allo 0,1 %)*
- *isolamento oltre i 3000 volts effettivi*
- *corazza di protezione isolata ed a chiusura ermetica*

DIMENSIONI

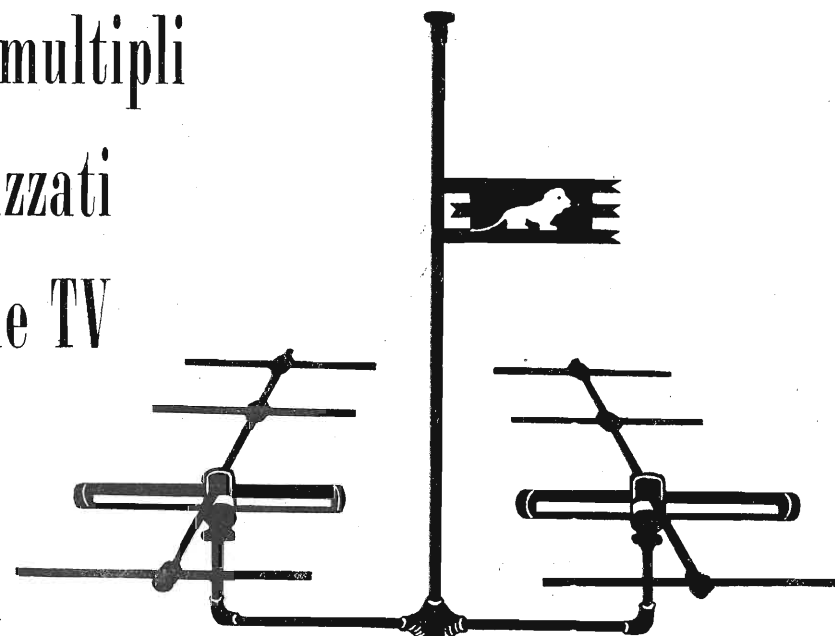
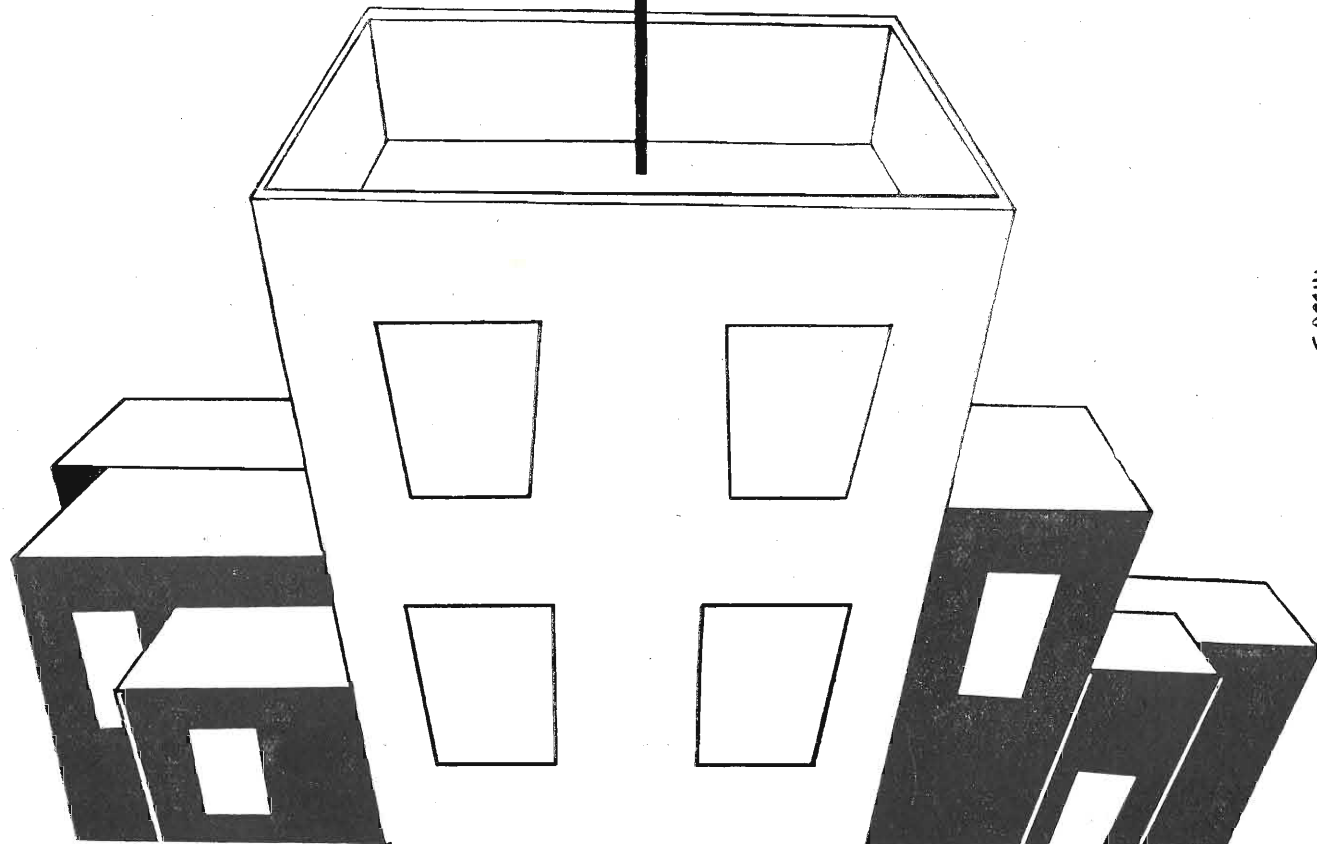
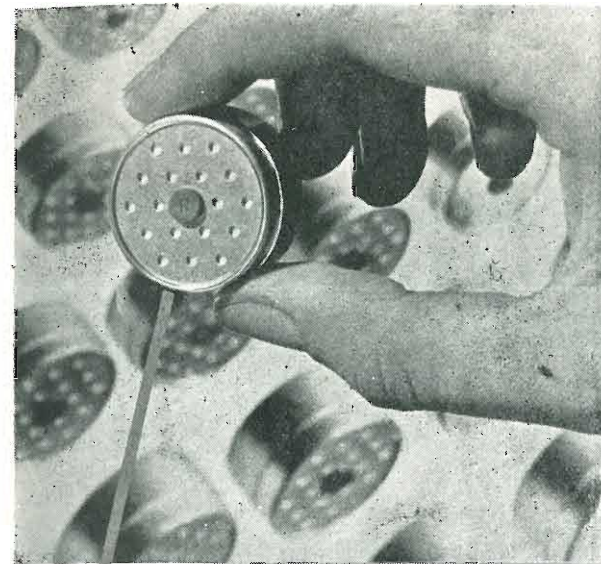
Tipo	D	L	d	l
SRC/ORO - 1/4 W	8	16,5	0,8	30
SRC/ORO - 1/2 W	8	22	0,8	30
SRC/ORO - 1 W	10	30	0,8	30
SRC/ORO - 2 W	10	54	0,8	35

Tolleranze ottenibili: 5% - 1% - 0,5% - 0,2% - 0,1%

Tipo	caratteristiche elettriche principali				Coefficiente di temperatura	variazione massima alle prove tropicali
	W	campo dei valori	V. max.	max. temperatura ambiente		
SRC/ORO	1/4	1 Ω ÷ 1 M Ω	350	125°C	inferiore a ± 0,0025% °C	0,2%
	1/2		350	125°C		
	1		500	125°C		
	2		750	85°C		

METAL-LUX s. p. a. - Viale Sarca, 94 - Telefono N. 64.24.128 - 64.24.129 - **MILANO**

LIONELLO NAPOLI - MILANO

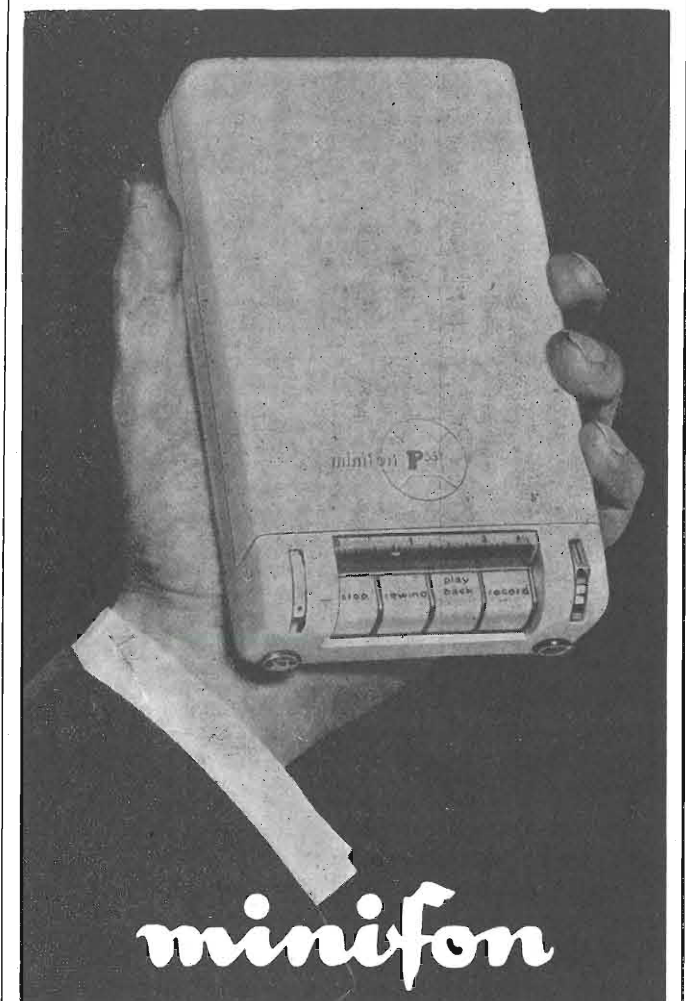
UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573.049 - OFFICINA VIA BOVISASCA, 195 - 75 TELEFONO 970.303

impianti multipli e centralizzati di antenne TV

TUTTI GLI ACCESSORI PER IMPIANTI TV

SACCHI

testina per microfoni piezoelettrici

La RONETTE ha disponibili per i costruttori di apparecchiature per registrazione e trasmissione, una serie di testine piezoelettriche per microfoni, delle quali il tipo MC-65, mostrato in figura, è il più consigliato. Minime sono le dimensioni (30 mm. ∅ x 15 mm.), elevata la potenza d'uscita (1,7 mV/uBar) e lineare la frequenza di risposta (30-10.000 cps) senza punte. La RONETTE produce pure le famose testine „Filtercell" con diverse gamme di caratteristiche di frequenza.

CHIEDETE DETTAGLI E PREZZI A:

RONETTE AMSTERDAM

Agente Generale per l'Italia
Dott. G. Nassano
UFF. VIA ROSELLINI, 5
Tel. 673.957
MILANO

TASCABILE

PESO GR. 880 DIMENSIONI CM. **10x17x4**

Il più piccolo e pratico registratore-dittafono per parola e musica esistente al mondo:

- registra e riproduce ininterrottamente fino a: 2 ore e ½ parola e musica (mod. « S »); 5 ore la parola (mod. « L »);
- funziona con le batterie interne (accumulatore) o con la corrente alternata;
- rapida e facile trascrizione dattilografica con il telecomando a pedale elettrico;
- robustissimo, in elegante cassa metallica.

in ogni momento ed ovunque pronto per la registrazione sarà per Voi...

★ **la seconda memoria...**
★ **l'invisibile testimone di colloqui ed accordi verbali...**
★ **il pratico e funzionale dittafono tascabile...**
★ **il gradevole compagno dei momenti di distensione, durante i quali ripeterà per Voi la voce dei Vostri cari o le canzoni preferite...**

Elenco delle Ditte Esclusiviste Regionali (Escl.) e Distributrici locali (Distr.) in Italia:

BERGAMO (Escl.): Bonali Giovanni, Viale Vitt. Emanuele 5 h, tel 25034
BOLOGNA (Distr.): Borsari-Sarti, Via Farini 7, tel. 27792
CATANIA (Escl.): Ocularium, Via Umberto 17, tel. 13700
CATANZARO (Distr.): Alass, Via Jannoni 4, tel. 8024
FIRENZE (Distr.): Vignoli, Via Dei Cimatori 23 r, tel. 282813
GENOVA (Escl.): S.A.L.V.A., Salita Pollaioli 49 r, tel. 26285
MILANO (—): Org. Miedico Alfredo, Via P. Castaldi 8, tel. 652390
MOLFETTA (Escl.): Carlo De Tullio, Via Margh. di Savoia 7, tel. 1199
NAPOLI (Distr.): Carlo La Barbera, Via Roma 186/7, tel. 320805
PALERMO (Distr.): Fici Giuseppe, Via Pignatelli d'Aragona, tel. 40774
ROMA (Escl.): MODECA s.r.l., Via Nizza 22, tel. 841039
ROMA (Distr.): Refit - Radio, Via Nazionale 67, tel. 484383
TORINO (Distr.): Carmine Giulio, Via Mazzini 22, tel. 49203
TRIESTE (Distr.): Laurini Dr. Nevio, Piazza Ponte Rosso 3, tel. 38385
VENEZIA (Distr.): Revello Enrico, Ca' Foscari 3858 a, tel. 29552

Agente Generale per l'Italia: **Organizzazione MIEDICO ALFREDO**
Via Panfilo Castaldi, 8 - MILANO - Telefono 65-23-90/63-71-97

non corrode la punte dei saldatori

FILO AUTOSALDANTE

3

anime deossidanti resina esente da cloro

massima velocità di saldatura

sviluppo minimo di fumo

ENERGO ITALIANA

VIA CARNIA, 30
TEL. 287.166
MILANO

BOBINATRICI MARSILLI

• •

Le macchine più moderne per qualsiasi tipo di avvolgimento

Produzione di 20 modelli diversi di macchine con esportazione in tutto il mondo

ANGELO MARSILLI

TORINO - Via Rubiana, 11 - Tel. 73.827

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D'USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 «ICE» E MODELLO BREVETTATO 680 «ICE»

Sensibilità 5.000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale **che** estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti requisiti:

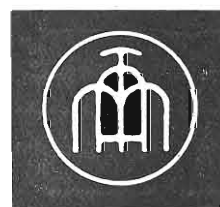
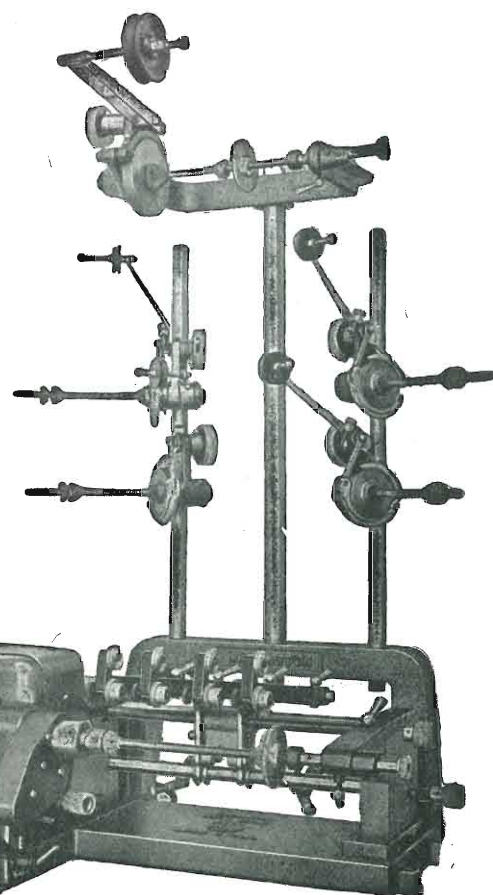
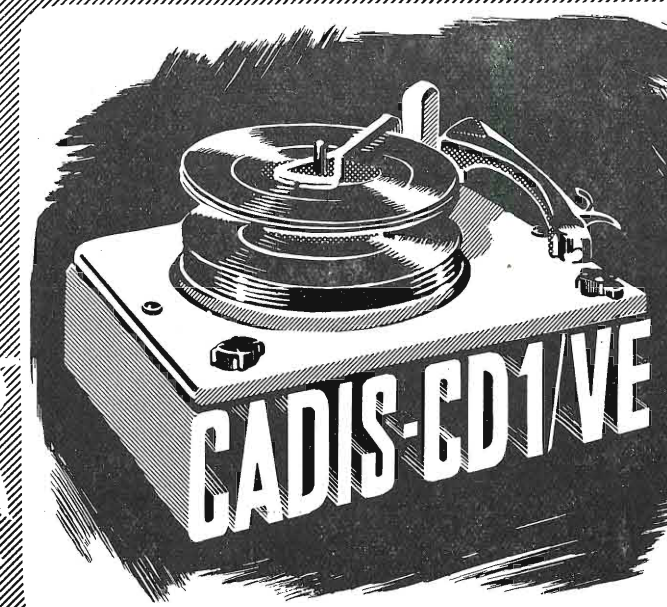
- Altissime sensibilità sia in CC. che in C.A. (5.000 Ohms × Volt)
- 27 PORTATE DIFFERENTI
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 « **cento** » **megaohms!!!**).
- Strumento antiurto con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90x80) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96x140 - **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630	**L. 8.860!!!**
Tester modello 680	**L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. **A richiesta astuccio in vinipelle L. 480.**

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554 - 5 - 6

una nuova produzione da tempo attesa in tutto il mondo

LESA - VIA BERGAMO 21 - MILANO

PUBBLICITA' SCANDIANI MILANO

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr.: Ingbelotti Milano

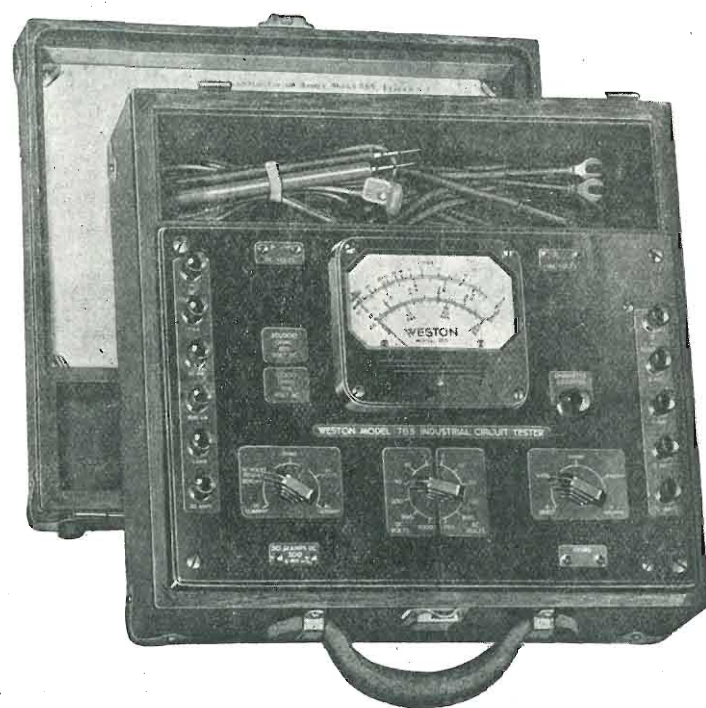
MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telefoni 54.20.51 54.20.52 54.20.53 54.20.20

GENOVA
Via G. D'Annunzio, 1-7
Telef. 52.309

ROMA
Via del Tritone, 201
Telef. 61.709

NAPOLI
Via Medina, 61
Telef. 323.279

Strumenti WESTON

PRATICO

ROBUSTO

PRECISO

20.000 ohm/volt in c. c.

1.000 ohm/volt in c. a.

Pronti a Milano

28 Portate

PROVACIRCUITI INDUSTRIALE MOD. 785/6

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA PER LABORATORI E INDUSTRIE
GALVANOMETRI - PONTI DI PRECISIONE - CELLULE FOTOELETTRICHE
OSCILLOGRAFI - ANALIZZATORI UNIVERSALI
VOLTMETRI A VALVOLA - OSCILLATORI
REOSTATI E VARIATORI DI TENSIONE "VARIAC"
LABORATORIO PER RIPARAZIONI E TARATURA

5

MAGGIO 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Comitato di Redazione

prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

IL ROSTRO

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70 (2% imposta generale sull'entrata)**; estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i paesi.

La riproduzione di articoli e disegni pubblicati ne « **l'antenna** » e nella sezione « **televisione** » è permessa solo citando la fonte. La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

Pag.

Editoriale

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

SONO USCITI:

GINO NICOLAO

LA TECNICA dell'ALTA FEDELTA'

L'evoluzione della tecnica di riproduzione musicale, con la nascita dei dischi microsolco e delle incisioni speciali d'alta qualità, ha portato il gusto del pubblico a non accontentarsi più della comune voce « radiofonica », ma ad esigere esecuzioni di classe, il più possibile realistiche ed efficaci. E' nata così una tecnica speciale nella Bassa Frequenza, definita « Alta Fedeltà » - Hi Fi. Questo volume è dedicato al tecnico ed all'amatore, che desidera conoscere quanto è necessario per affrontare tecnicamente il campo nuovo della riproduzione ad elevata qualità musicale. La tecnica della registrazione, dal microfono al disco Hi Fi, e quella della riproduzione, dal pick up ai circuiti equalizzatori, preamplificatori, amplificatori di potenza, ed infine la diffusione con sistemi multipli d'altoparlanti, per effetti « 3D » e stereofonici, è trattata ampiamente, con abbondanza di schemi e dati pratici, non disgiunti dalle necessarie trattazioni teoriche. Un panorama di schemi dei più importanti apparecchi Hi Fi del mondo, l'analisi delle due correnti, Americana e Germanica, lo studio dei circuiti dovuti ai più grandi nomi della tecnica di BF, Williamson, Leack, e molti altri, fanno inoltre del libro un manuale assai comodo anche per il tecnico più evoluto ed il radioriparatore. In esso sono riportati inoltre nuovissimi schemi a transistori, e le caratteristiche — in appendice — delle più diffuse valvole per Hi Fi.
Volume di pagg. VIII - 344 - formato 15,5 x 21,5 con 226 illustrazioni - copertina a colori.
L. 3.300

N. CALLEGARI

Radiotecnica per il laboratorio

Questa opera, che esce nella sua seconda edizione, riveduta ed ampliata, è fra le fondamentali della letteratura radiotecnica italiana.
La materia in essa trattata è sempre attuale in quantochè riguarda le nozioni teoriche e pratiche relative al funzionamento ed alla realizzazione degli organi essenziali dei circuiti radioelettrici.
La modulazione di frequenza, la televisione e le molteplici applicazioni moderne della radiotecnica, non appaiono necessariamente in questo volume, ma in esso troviamo tutti gli elementi utili alla progettazione ed al calcolo delle parti per esse essenziali.
Caratteristica precipua dell'opera è la costante connessione logica nella trattazione degli argomenti, sia nel loro aspetto teorico che in quello pratico, che le conferisce un notevole valore propedeutico.
Lo sviluppo dell'indirizzo pratico, i numerosi abaci e nomogrammi, la completezza delle formule, fanno di questo volume un prezioso alleato del radiotecnico progettista a cui esso è dedicato.
Volume di pagg. VIII - 368 - formato 15,5 x 21,5 con 198 illustrazioni e 21 abaci - copertina a colori.
L. 3.000

Editrice
IL ROSTRO - Milano

MAGGIO 1958 5

Situazione Fluida

Due circostanze degne di rilievo sono da segnalare fra gli avvenimenti svoltisi nello scorso mese.

La prima è l'annuncio della riduzione del canone d'abbonamento alla TV da 16.000 lire a 14.000 lire.

Decisione ottima ed estremamente opportuna in sè stessa, ma assolutamente inadeguata nella misura della riduzione.

La televisione più cara del mondo, continuerà ad esserlo anche dopo questo esiguo ritocco più di forma che di sostanza.

La quota di 16.000 lire che abbiamo sempre ritenuto eccessivo, auspicandone in varie occasioni su queste colonne una ragionevole riduzione, poteva fors'anche giustificarsi nel periodo iniziale della TV in Italia, nel quale dovevano crearsi tutti gli impianti e gli abbonati erano a « zero ».

Ma ora, dopo oltre un anno di introiti pubblicitari di « Carosello » (circa 5 milioni al giorno) e l'annuncio dell'aumento del dividendo sociale della RAI dal 4% al 6%, dopo un congruo accantonamento di fondi per ammortamento impianti, queste povere 2000 lire di riduzione del canone assumono un sapore quasi umoristico.

In tutte le Nazioni ove la TV è soggetta al pagamento di un canone d'abbonamento, si è sempre cercato di mantenere questo canone entro limiti ragionevoli e compatibili col criterio della massima diffusione di questa importante funzione sociale anche nei ceti meno abbienti. In nessun caso si supera un corrispettivo di 8000 lire di canone annuo.

Nel nostro Paese, il canone TV, non dovrebbe superare le 8 ÷ 10 mila lire, tanto più che ci andiamo approssimando al milione di abbonati.

Il mantenere un così elevato canone d'abbonamento TV oltre che essere spiccatamente antidemocratico, ostacola la diffusione della TV e conseguentemente danneggia la nostra industria radioelettronica già in crisi latente. E' ovvio che parallelamente ad una sensibile riduzione del canone, per poter contare su una buona ripresa dell'interesse del pubblico alla TV, occorre che l'industria produca parallelamente al tipo di televisione a grande schermo (17" o 21") sin qui presentato anche un tipo a schermo più piccolo (ad es. 14") di costo decisamente inferiore (ad es. sulle 90.000 lire).

Abbiamo potuto rilevare con piacere che questa tendenza si va rapidamente affermando fra i radio costruttori e già qualche esempio in tal senso si è recentemente affacciato.

Il secondo argomento degno di commento prende lo spunto dalle trasmissioni recentemente effettuate dalla R.A.I. di un programma integrale della N.B.C. americana; la « Perry Como Show » molto popolare negli U.S.A.

Sono state due trasmissioni interessantissime dal punto di vista delle reazioni del nostro pubblico, anche perchè offrivano una pietra di paragone con gli attuali programmi della R.A.I.

Anzitutto, e ciò è stato già stato da noi posto in evidenza in parecchie riprese su queste colonne, indipendentemente dal valore intrinseco del programma stesso, il solo fatto della novità e dell'evasione dai soliti stanchi e rifritti schemi della nostra produzione, desta attenzione e gradimento stimolando il sopito interesse del pubblico.

Da questa constatazione, all'auspicare un sollecito avvento di un secondo programma TV, sia esso generato dalla R.A.I. o da altre Società concorrenti, il passo è breve.

(il testo segue a pag. 239)

Sulle Antenne Direttive a Lente

Si esamina l'impiego nel campo delle microonde, di mezzi rifrangenti per costituire delle lenti che conferiscano ed un generico emettitore volute caratteristiche di direttività, venendo a costruire un'antenna direttiva. Si esaminano le antenne a lente dielettrica, le antenne a lente metallica sia semplice che gradinata, le antenne a lente metallica a ritardo e le antenne a lente metallica a variazione di percorso ricavando in ciascun caso l'equazione del profilo della lente, l'indice di rifrazione, la larghezza di banda, le tolleranze di lavorazione e di montaggio ecc. Si procede inoltre ad un esame dei vantaggi e svantaggi che ciascuno dei suddetti tipi di antenna a lente comporta sia dal punto di vista costruttivo, sia come prestazione, messa a punto e rendimento. Il lavoro riporta le relazioni analitiche necessarie per la progettazione ed è corredato da un esempio di calcolo e da una ricca biliografia.

dott. ing. Angelo Pistilli

CON L'ADOZIONE di lunghezze d'onda sempre più corte sono entrati nella tecnica delle onde elettromagnetiche procedimenti analoghi a quelli usati in ottica. Con l'estensione dei principi dell'ottica alle microonde è stato, ad esempio, possibile lo studio e la pratica realizzazione dei riflettori parabolici e di altro tipo, oggi largamente diffusi. In conseguenza di ciò è stato spontaneo esaminare la possibilità di allargare questa estensione fino a trasferire nel campo delle microonde, accanto agli elementi riflettenti, l'impiego di elementi rifrangenti, allo scopo di realizzare, in perfetta analogia con l'ottica, sistemi direttivi sia catottrici che diottrici.

Per conseguire questo scopo è necessario realizzare materiali aventi, nel campo di frequenze delle microonde, un indice di rifrazione diverso dall'unità, tali cioè che ad una onda elettro-magnetica che in essi si propaghi competa una velocità di fase diversa da quella del mezzo circostante, cioè, nella quasi totalità dei casi, dell'aria. Con questi materiali si possono ovviamente realizzare delle lenti, cioè degli elementi capaci di modificare le superfici equifasi di una onda elettro-magnetica che li attraversi. Esamineremo separatamente le varie soluzioni che la tecnica ha escogitato per realizzare detti materiali, mettendo in evidenza i vantaggi e gli svantaggi di ciascuna.

1. - ANTENNE A LENTE DIELETTRICA.

È naturale e spontaneo pensare che, per ottenere un indice di rifrazione diverso dall'unità, è sufficiente usare un materiale avente una costante dielettrica od una permeabilità magnetica diversa da quella del mezzo circostante. In particolare è spontaneo pensare all'adozione di materiali ad elevata costante dielettrica ed a basso tgδ, al duplice scopo di limitare, a parità di effetto focale, il volume di materiale impiegato e di mantenere elevato il rendimento del sistema. Purtroppo i materiali attualmente disponibili sul mercato per questi impieghi hanno costanti dielettriche piuttosto basse ($\varepsilon_r \simeq 2{,}5$) e conseguentemente indici di rifrazione assai limitati ($n \simeq 1{,}6$), cosicchè le antenne risultano ingombranti e pesanti e, conseguentemente, di difficile lavorazione ed impiego dal punto di vista meccanico. Inoltre lo spessore di dielettrico, poichè generalmente la lente deve avere una convergenza notevole, risulta piuttosto forte e, di conseguenza, l'onda che lo attraversa subisce attenuazione per perdite dielettriche, e, a causa della forma geometrica della lente stessa, spesso risulta difficile smaltire il calore prodotto da queste perdite. Infine risulta impossibile evitare riflessioni sulla superficie della lente, il che rende assai arduo il problema dell'adattamento. Per quanto testè detto questo tipo di antenne a lente sono rarissimamente impiegate. Il calcolo di dette lenti non differisce da quello delle lenti ottiche e fa uso dei principi dell'ottica geometrica ed in particolare della legge della rifrazione di Snell.

2. - ANTENNE A LENTE METALLICA.

Un mezzo in cui le oscillazioni elettromagnetiche si propaghino con una lunghezza d'onda diversa da quella che assumono nello spazio libero, e, di conseguenza, con una velocità di fase diversa anch'essa da quella che loro compete nello spazio libero, è caratterizzato da un'indice di rifrazione diverso dall'unità e può essere ottenuto, oltrechè con dielettrici, anche con opportuni sistemi di conduttori. Un sistema molto semplice consiste in una serie di lamine conduttrici parallele (fig. 1) poste a distanza tale che fra loro possa eccitarsi il solo modo TE_{01}. Allo scopo di permettere la propagazione del modo TE_{01} si deve avere $a > \lambda/2$, indicando con λ la lunghezza d'onda nello spazio libero. Per impedire invece la propagazione di modi superiori si deve avere $a > \lambda$. In definitiva dunque dev'essere soddisfatta la relazione:

$$\lambda/2 < a < \lambda \qquad [1]$$

Fig. 1 - Sistema di piastre conduttrici che consentono di variare la velocità di fase delle onde elettromagnetiche rispetto alla propagazione nello spazio libero.

Come è noto nel modo TE_{01} le onde si propagano con una velocità di fase data da:

$$v_f = \frac{v}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2\,a}\right)^2}} \qquad [2]$$

ove con v si è indicata la velocità di fase nello spazio libero. Di conseguenza una serie di lamine conduttrici, poste come in fig. 1 rispetto al campo elettrico, si comporta come un mezzo nel quale le onde hanno una velocità di fase v_f. Quindi, nel passaggio dello spazio libero allo spazio nel quale sono disposte le lamine conduttrici, le onde elettromagnetiche subiscono una variazione di velocità. Ciò denota un indice di rifrazione del mezzo, cioè dello spazio ove sono allocate le lamine conduttrici, diverso dall'unità e dato dal rapporto fra la velocità di fase nello spazio libero e la velocità di fase nel mezzo predetto, cioè:

$$n = \frac{v}{v_f} = \sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2\,a}\right)^2} \qquad [3]$$

Facciamo immediatamente notare che dalla [3] derivano valori di $n < 1$. È questa una fondamentale differenza, sia pure soltanto quantitativa, fra le lenti metalliche e le lenti dielettriche, in quanto queste ultime hanno un indice di rifrazione $n > 1$, giacchè non esistono materiali aventi una costante dielettrica inferiore a quella del vuoto. Pertanto per ottenere una lente convergente è necessario ricorrere a profili convessi nel caso di lenti dielettriche e a profili concavi nel caso di lenti metalliche. L'onda TE_{01} può venire eccitata fra le lamine da un'onda elettromagnetica che incida su di esse con il vettore elettrico E parallello alla loro giacitura (fig. 1 *a* e *b*). Al termine del mezzo metallico l'onda torna nello spazio libero ad essere di tipo normale (fig. 1 *b*). La perdita di energia in queste trasformazioni, che si rivela con onde riflesse ad ogni discontinuità, è assai piccola. Le perdite per assorbimento nel mezzo metallico sono minori di quelle dei migliori dielettrici. In figura 2 si riportano i valori dell'indice di rifrazione n in funzione di a/λ.

Se invece l'onda incidente ha il vettore elettrico perpendicolare alla giacitura delle lamine conduttrici, l'onda stessa si propaga senza deformarsi con lunghezza d'onda e velocità di fase uguali a quelle che ha nello spazio libero.

Se l'onda incidente ha il vettore elettrico in direzione qualunque si può pensare scomposta in una componente avente il vettore elettrico parallelo alle lastre, la quale si propaga con una velocità di fase data dalla [2], ed una componente avente il vettore elettrico perpendicolare alle lamine, la quale si propaga con una velocità di fase uguale a quella che ha nello spazio libero. Il sistema metallico di fig. 1 è dunque un mezzo birifrangente cui si possono attribuire due indici di rifrazione, uno uguale all'unità, l'altro dato dalla [3], per due giaciture ortogonali del piano di vibrazione.

L'unico tipo di lenti che interessano le radiocomunicazioni sono quelle che trasformano un'onda sferica prodotta da una sorgente puntiforme posta nel fuoco in un'onda rifratta le cui superfici equifasi siano dei piani, cioè che trasformi una onda divergente da un punto A in un'onda convergente in un punto all'infinito B, cioè che sia stigmatica per i due punti A e B. Ci proponiamo ora di trovare l'equazione del profilo capace di soddisfare a questa esigenza. Per semplicità assumiamo piana una delle due facce. Data la simmetria di rotazione è sufficiente trovare il profilo della seconda faccia in un piano meridiano. Con riferimento alla fig. 3 un raggio proveniente dal fuoco A viene rifratto in C e prosegue poi il suo cammino verso il punto all'infinito B (sulla faccia piana infatti non si hanno rifrazioni).

La relazione che lega gli angoli di incidenza e di rifrazione è la seguente:

$$\text{sen}\ \alpha_2 = n\ \text{sen}\ \alpha_1 \qquad [4]$$

Inoltre dalla figura si trae immediatamente:

$$\theta = \alpha_1 - \alpha_2 \qquad [5]$$

ed ancora, dal triangolino elementare CMN (fig. 3.*b*)

$$\text{tg}\ \alpha_2 = \frac{dr}{r\ d\theta} \qquad [6]$$

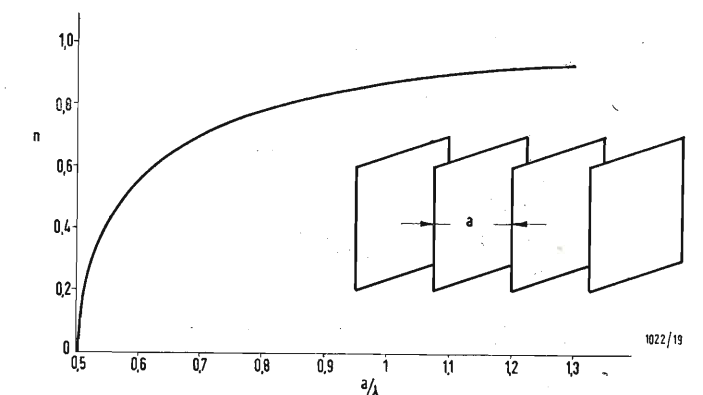



Fig. 2 - Indice di rifrazione di un sistema di lastre conduttrici.

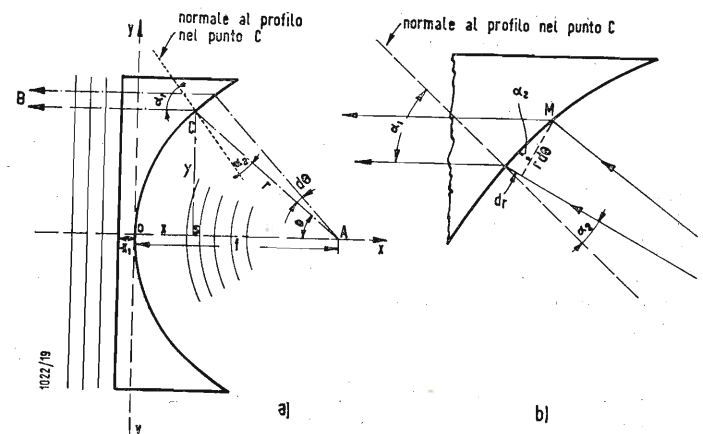



Fig. 3 - Relazioni geometriche in una lente metallica.

Tenendo conto della [5] la [4] diviene:

$$\text{sen}\ \alpha_2 = n\ \text{sen}\ (\theta + \alpha_2) = n\ [\text{sen}\ \theta \cos \alpha_2 + \cos \theta\ \text{sen}\ \alpha_2]$$

da cui, dividendo ambo i membri per $\cos \theta_2$ e risolvendo, si ha:

$$\text{tg}\ \alpha_2 = \frac{n\ \text{sen}\ \theta}{n \cos \theta - 1} \qquad [7]$$

Confrontando la [6] con la [7] si ha:

$$\frac{dr}{r} = \frac{n\ \text{sen}\ \theta}{n \cos \theta - 1}\, d\theta \qquad [8]$$

Integrando [1] si ha:

$$\ln r = \ln \frac{c}{n \cos \theta - 1}$$

cioè

$$r = \frac{c}{n \cos \theta - 1} \qquad [9]$$

Per $\theta = 0$ si deve avere $r = f$, perciò:

$$f = \frac{c}{n - 1} \quad \text{da cui} \quad c = (n - 1) f \qquad [10]$$

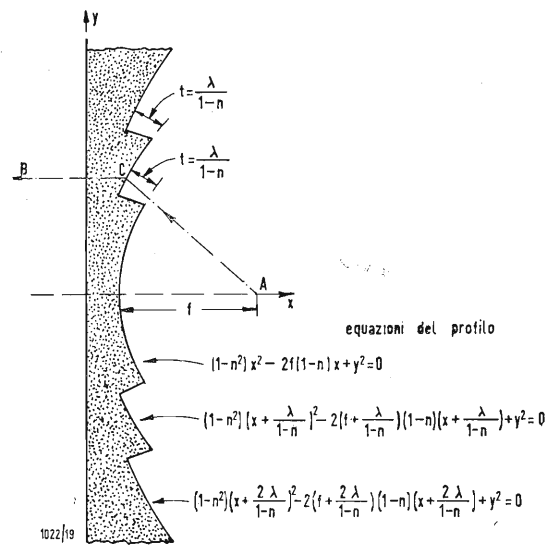



Fig. 4 - Equazioni per calcolare il profilo di una lente metallica convergente a gradini.

Tenendo conto della [10] la [9] diviene:

$$r = \frac{(n - 1) f}{n \cos \theta - 1} = \frac{(1 - n) f}{1 - n \cos \theta} \qquad [11]$$

è questa la richiesta equazione della superficie di rifrazione, o meglio della curva da essa intercettata in un piano meridiano. Come si vede immediatamente la [11] è l'equazione di un'ellisse in coordinate polari di polo A. Tale ellisse ha semiasse maggiore $(1 - n) f$ ed eccentricità f. Trasportando l'origine del fuoco (punto A) nel vertice (punto 0) e trasformando le coordinate da polari in quelle cartesiane della fig. 3 si ha:

$$(1 - n^2)\, x^2 - 2 f\, (1 - n)\, x + y^2 = 0 \qquad [12]$$

Per il tracciamento del profilo della superficie di rifrazione risultano più comode le equazioni parametriche che si ricavano immediatamente dalla fig. 3; tenendo conto della [11], infatti si ha:

$$y = r \operatorname{sen} \theta = \frac{(1 - n) f \operatorname{sen} \theta}{1 - n \cos \theta} \qquad [13]$$

ed ancora:

$$x = f - r \cos \theta = \frac{f - nf \cos \theta - f \cos \theta + n f \cos \theta}{1 - n \cos \theta} =$$

$$= f \, \frac{1 - \cos \theta}{1 - n \cos \theta} \qquad [14]$$

La faccia piana della lente è un piano equifase. Infatti la distanza ottica che congiunge un qualunque punto di questo piano con il fuoco vale, come si rivela immediatamente dalla fig. 3:

$$d = n x_1 + n x + r \qquad [15]$$

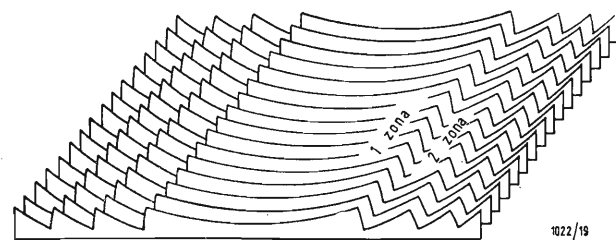
Tenendo conto delle [11] e [14] la [15] diviene:

$$d = n x_1 + \frac{nf - nf \cos \theta + f - nf}{1 - n \cos \theta} = n x_1 + f \qquad [16]$$

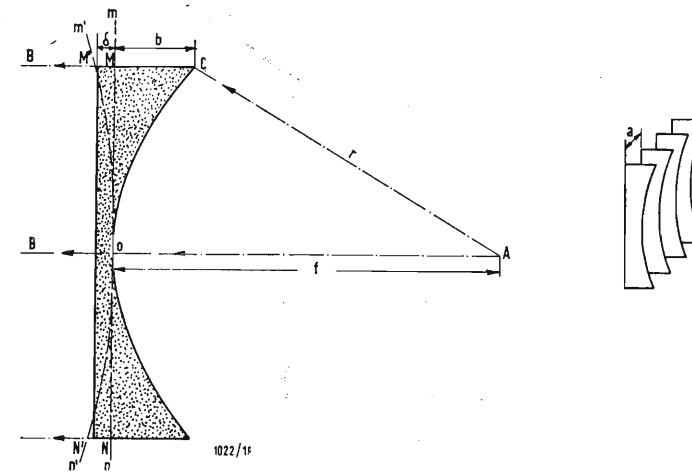
Quindi la distanza ottica è indipendente dal percorso e, di conseguenza, tutti i raggi partenti da A giungono sulla faccia piana della lente con la stessa fase. Giacchè tutti i cammini ottici congiungenti A con B sono percorsi nello stesso tempo risulta verificata la condizione di tautocronismo dei punti coniugati. Si noti infine che la [12] è anche la condizione di Eulero-Descartes per l'annullamento dell'aberrazione di astigmatismo fra i due punti A e B. La seconda faccia della lente è dunque l'ellisoide di rotazione avente l'ellisse di equazione [12] come generatrice; i profili delle singole lamine sono le intersezioni di questo ellissoide con piani paralleli agli assi y e z e distanziati fra loro di a. Si osservi che nelle lenti per microonde, dati i bassi valori dei rapporti fra dimensione della lente e lunghezza d'onda, sono sempre da prendere in considerazione i fenomeni di diffrazione e d'interferenza. Il calcolo testè svolto presuppone quindi che la lente abbia dimensioni notevoli rispetto alla lunghezza d'onda.

Se invece di sagomare le lamine nel modo già detto si tagliano tutte ugualmente secondo la curva [12] si ha una lente capace di mettere a fuoco in una sola direzione, ossia una lente a fuoco lineare.

Per ottenere elevati guadagni è necessario ricorrere a lenti di grande apertura. Profilando una lente secondo la [12], se la lente stessa è di grande apertura, lo spessore ai bordi risulta esagerato e generalmente incompatibile con buone condizioni di stabilità meccanica.

Per ovviare a questo inconveniente si fa uso di un profilo a gradini, analogamente a quanto si fa nelle lenti dei grandi fari. Il principio basilare è di tenere la dimensione di ogni singola lamina, misurata secondo l'asse x, sempre inferiore od al massimo uguale a quella necessaria per ottenere nell'onda rifratta un anticipo di fase di un'intero periodo rispetto all'onda propagantesi nello spazio libero. Detta t la larghezza del gradino (fig. 4) osserviamo che la presenza del gradino stesso implica, per un raggio che indica in C, un aumento di t nel cammino ottico in aria ed una diminuzione di nt nel cammino ottico nel mezzo ove sono disposte le lamine. Affinchè non siano variate le relazioni di fase questa differenza di cammino ottico dev'essere pari ad una lunghezza d'onda, perciò:

$$t - nt = \lambda \quad \text{da cui} \quad t = \frac{\lambda}{1 - n} \qquad [17]$$

In fig. 4 riportiamo schematicamente il profilo di una lente metallica a gradini con le equazioni dei vari profili che ovviamente si deducono dalla [12] tenendo conto di una variazione di t della coordinata x per ogni gradino.

In fig. 5 riportiamo infine un aspetto prospettico di lente metallica a gradini. Poichè il cammino nel mezzo rifrangente risulta ridotto, nelle lenti a gradino la larghezza di banda risulta migliorata. Si è già visto (eq. 3 e fig. 2) come l'indice di rifrazione, per a variabile fra $\lambda/2$ e λ, possa assumere tutti i valori compresi fra 0 e 0,86.

Il valore normalmente usato è però $n = 0,6$ in quanto costituisce il miglior compromesso fra la necessità di risparmiare nella quantità di materiale impiegato e quella di limitare le perdite per riflessioni, che ovviamente aumentano con il diminuire della distanza a fra le lamine.

Si può ulteriormente influire sull'indice di rifrazione riempiendo lo spazio fra le lamine con un materiale dielettrico a piccolo angolo di perdita (come porcellane speciali, trolytul, polistirene e altri disponibili sul mercato), la cui presenza riduce la velocità di fase delle onde elettromagnetiche nel mezzo stesso nel rapporto $1/\sqrt{\varepsilon_r}$, essendo ε_r la costante dielettrica relativa del dielettrico usato. Una costruzione di questo tipo si può realizzare annegando sottili lamine di metallo conduttore nella massa del dielettrico, per cui l'insieme presenta grande leggerezza unita ad una notevole rigidità. Quando siano richieste aperture molto forti in valore assoluto, come nel caso di antenne per lunghezze d'onda intorno al metro, alle singole lamine si possono convenientemente sostituire delle griglie o semplicemente dei fili tesi paralleli, giacchè non si alterano in alcun modo le condizioni di funzionamento, purchè le distanze fra i singoli fili conduttori di una stessa lastra risulti $< \lambda/4$.

Come abbiamo già detto il valore normalmente adottato per l'indice di rifrazione è $n = 0,6$, cui corrisponde una distanza fra le lamine di $a = 0,635\ \lambda$. Appare evidente che uno scostamento della lunghezza d'onda dal valore teorico di progetto implica un radicale peggioramento delle caratteristiche di radiazione di un'antenna a lente metallica.

Dalla [3] risulta infatti che il comportamento di tale lente non è indipendente dalla frequenza; le lenti metalliche sono cioè affette da aberrazione cromatica. Tuttavia, in pratica, non è necessaria una perfetta planarità del fronte d'onda irradiato, ma si ritiene tollerabile un fronte d'onda con differenze di fase non maggiori di $\pm \pi/8$, cioè di $\pm \lambda/16$. Con riferimento alla fig. 6 supponiamo che dal punto A sia irradiata un'onda sferica da una sorgente puntiforme e che la lente trasformi tale onda, alla lunghezza d'onda di progetto, in un'onda piana. Consideriamo due raggi: l'uno ACB passante per il bordo della lente, l'altro AOB passante per l'asse della lente stessa. Indichiamo con b la differenza della lunghezza della lente ai bordi ed al centro. Alla lunghezza d'onda di progetto l'onda rifratta deve risultare piana dal piano di traccia m-n in poi, giacchè non vi sono in seguito altre rifrazioni. Il cammino ottico del raggio ACM vale $r + nb$, mentre il cammino ottico del raggio AO vale semplicemente f, perciò la differenza dei cammini ottici vale:

$$r + nb - f \qquad [18]$$

Alla lunghezza d'onda di progetto, per la quale $n = n_o$, tale differenza deve essere nulla, cioè:

$$f = r + n_o b \qquad [19]$$

Ad una lunghezza d'onda diversa, ma prossima, a quella di progetto $\lambda = \lambda_o + \Delta\lambda$ il fronte dell'onda rifratta non è più piano, ma assume la curva di traccia m-n, ossia si è spostato di $MM' = \delta$ rispetto al fronte d'onda perfettamente piano. Se $\Delta\lambda$ è piccolo, con buona approssimazione si ha, tenendo conto della [18]:

$$\frac{\delta}{\lambda} \simeq \left[\frac{d}{d\,\lambda} \left(\frac{r + nb - f}{\lambda} \right) \right]_{\lambda = \lambda_o} \Delta\lambda \qquad [20]$$

Inoltre, dalla [3], differenziando rispetto a λ, si ha:

$$\frac{d\,n}{d\,\lambda} = \frac{-\lambda/2a^2}{2\,n} = -\frac{\lambda}{4\,na^2} \qquad [21]$$

Ancora dalla [3] per $\lambda = \lambda_o$ e perciò $n = n_o$, si ha:

$$n_o^2 = 1 - \left(\frac{\lambda_o}{2\,a} \right)^2 \quad \text{da cui} \quad \left(\frac{1}{2\,a} \right)^2 = \frac{1 - n_o^2}{\lambda_o^2} \qquad [22]$$

Fig. 5 - Lente metallica a gradini.

Fig. 6 - Superfici equifasi in una lente metallica: m-n alla frequenza di progetto; m'-n' ad una frequenza diversa da quella di progetto.

Fig. 7 - Superfici equifasi in una lente metallica a gradini: m-n alla frequenza di progetto; m'-n' ad una frequenza diversa da quella di progetto.

---

[1] Posto $n \cos\theta = x$ si ha $dx = -n \operatorname{sen}\theta\, d\theta$, perciò:

$$\int \frac{n \operatorname{sen} \theta}{n \cos\theta - 1}\, d\theta = \int \frac{-dx}{x - 1}$$

Posto ancora: $x - 1 = y$ si ha: $dy = dx$ e quindi:

$$\int \frac{-dx}{x - 1} = \int \frac{-dy}{y} = -\ln y + \ln c = \ln \frac{c}{y} = \ln \frac{c}{x - 1} =$$

$$= \ln \frac{c}{n \cos \theta - 1}$$

dalla [21], tenendo conto della [22]:

$$\frac{dn}{d\lambda} = -\frac{\lambda\,(1-n_o^2)}{n\,\lambda_o^2} \qquad [23]$$

e poichè $\lambda \simeq \lambda_o$ ed $n \simeq n_o$ la [23] con buona approssimazione diviene:

$$\frac{dn}{d\lambda} = -\frac{1-n_o^2}{n_o\lambda_o} \simeq \frac{\Delta n}{\Delta\lambda} \qquad [24]$$

Per la [19] la [20] diviene:

$$\frac{\delta}{\lambda} \simeq \left[\frac{d}{d\lambda}\,\frac{(n-n_o)\,b}{\lambda}\right]_{\lambda=\lambda_o} \Delta\lambda \qquad [25]$$

Poichè $n - n_o = \Delta n$, si ha, tenendo conto della [24]:

$$\frac{\delta}{\lambda} \simeq \left[b\,\frac{\lambda\,\dfrac{d\,(n-n_o)}{d\lambda} - (n-n_o)}{\lambda^2}\right]_{\lambda=\lambda_o} \Delta\lambda = \frac{b}{\lambda_o^2}\,\lambda_o\,\frac{\Delta n}{\Delta\lambda}\,\Delta\lambda = -\frac{(1-n_o^2)\,b}{n_o\,\lambda_o^2}\,\Delta\lambda \qquad [26]$$

I limiti di banda, per quanto detto, si fissano, in

$$\delta = \pm\frac{\lambda}{16} \quad \text{da cui} \quad \frac{\delta}{\lambda} = \pm\frac{1}{16} \qquad [27]$$

Sostituendo la [27] nella [26] si ha:

$$\frac{(1-n_o^2)\,b}{n_o\,\lambda_o^2}\,\Delta\lambda = \pm\frac{1}{16} \qquad [28]$$

Per cui la semibanda percentuale vale:

$$100\,\frac{\Delta\lambda}{\lambda_o} \simeq \frac{n_o\,\lambda_o}{(1-n_o^2)\,b}\cdot\frac{100}{16} = 6{,}25\,\frac{n_o\,\lambda_o}{(1-n_o^2)\,b} \qquad [29]$$

La larghezza di banda percentuale vale quindi:

$$\beta \simeq 12{,}5\,\frac{n_o\,\lambda_o}{(1-n_o^2)\,b}\ \% \qquad [30]$$

Nel caso più frequente in cui $n_o = 0{,}6$, dalla [30] si ha:

$$\beta \simeq 11{,}7\,\frac{\lambda_o}{b}\ \% \qquad [31]$$

Poichè b è dell'ordine di parecchie volte λ_o la larghezza di banda è solo di pochi percento.

Circa le lenti a gradino osserviamo che sono sensibili alle variazioni di frequenza non soltanto per le variazioni che ne conseguono per l'indice di rifrazione, ma anche per quelle dovute alla larghezza t del gradino che, come stabilisce la [17], dipende dalla lunghezza d'onda. Procediamo in modo perfettamente analogo al caso precedente. La differenza dei cammini ottici dei raggi ACM ed AO (fig. 7) è data ancora dalla [18]. Alla lunghezza d'onda di progetto la differenza dei cammini ottici non è però nulla, ma, a causa dei gradini, è pari ad un multiplo di λ_o. Precisamente, se K è il numero delle zone, si ha:

$$r + n_o b - f = (K-1)\,\lambda_o \qquad [32]$$

Perciò, tenendo conto della [32], la [18] diviene in questo caso:

$$(n-n_o)\,b + (K-1)\,\lambda_o \qquad [33]$$

Perciò:

$$\frac{\delta}{\lambda} \simeq \left[\frac{d}{d\lambda}\,\frac{(n-n_o)\,b}{\lambda} + \frac{d}{d\lambda}\,(K-1)\,\frac{\lambda_o}{\lambda}\right]_{\lambda=\lambda_o} \Delta\lambda \qquad [34]$$

e poichè:

$$\left[\frac{d}{d\lambda}\,(K-1)\,\frac{\lambda_o}{\lambda}\right]_{\lambda=\lambda_o} = -\frac{(K-1)}{\lambda_o} \qquad [35]$$

mentre il primo membro del secondo termine della [34] è già stato calcolato (vedi 25 e 26), si ha:

$$\frac{\delta}{\lambda} \simeq -\frac{(1-n_o^2)}{n_o\,\lambda_o^2}\,\Delta\lambda - \frac{(K-1)}{\lambda_o}\,\Delta\lambda \qquad [36]$$

Con la posizione [27], procedendo come in [28], [29], [30], si ricava la larghezza di banda percentuale:

$$\beta \simeq \frac{12{,}5}{\dfrac{(1-n_o^2)\,b}{n_o\,\lambda_o} + (K-1)}\ \% \qquad [37]$$

Nelle lenti a gradini si ha, approssimativamente, $t = b$, cioè, per la [17]:

$$(1-n_o)\,b = \lambda_o \qquad [38]$$

Perciò, con buona approssimazione, la [37] diviene:

$$\beta \simeq \frac{12{,}5}{\dfrac{1+n_o}{n_o} + K - 1} = \frac{12{,}5\,n_o}{1+K_o}\ \% \qquad [39]$$

Nel caso più comune, in cui $n_o = 0{,}6$, si ha:

$$\beta \simeq \frac{12{,}5}{K + 1{,}666}\ \% \qquad [40]$$

Poichè K è dell'ordine di qualche unità dalle [39] e [40] si deduce che, normalmente, una lente a gradini ha una larghezza di banda maggiore della stessa lente non gradinata.

Circa le tolleranze sulle dimensioni osserviamo, con riferimento alla fig. 6, che la differenza dei cammini ottici vale, per la [19], alla frequenza di progetto ed in caso di dimensioni perfette:

$$f - r = n_o b \qquad [41]$$

In queste condizioni l'onda rifratta è perfettamente piana.

Supponiamo ora che b, per errore di lavorazione, assuma il valore $b + \Delta b$; la differenza dei cammini ottici, data dalla [41], subirà una variazione di $n_o\Delta b$. Tollerando, al solito, uno scostamento dalla perfetta planarità dell'onda rifratta di $\pm\,\lambda_o/16$, si deve avere:

$$n_o\,\Delta b = \pm\frac{\lambda_o}{16} \quad \text{da cui} \quad \Delta b = \pm\frac{\lambda_o}{16\,n_o}$$

nel caso in cui $n_o = 0{,}6$ si ha dunque:

$$\Delta b = \pm\,0{,}104\,\lambda_o$$

perciò si deve avere $|\,\Delta b\,| \leq 0{,}10\,\lambda_o$.

Supponendo ora che, per errori di lavorazione o di montaggio, n_o assuma il valore $n_o + \Delta n$, la differenza dei cammini ottici, data dalla [41], subirà una variazione di $b\Delta n$. Tollerando, al solito, uno scostamento di $\pm\,\lambda_o/16$ dalla planarità, si deve avere:

$$b\,\Delta n = \pm\frac{\lambda_o}{16} \quad \text{da cui} \quad \Delta n = \pm\frac{\lambda_o}{16\,b} \qquad [42]$$

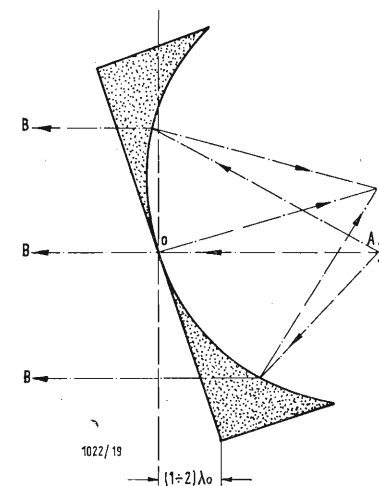



Fig. 8 - Procedura per l'adattamento dell'alimentatore in una antenna a lente metallica.

Poichè dalla [3] si trae:

$$\Delta n = \frac{1-n_o^2}{n_o}\,\frac{\Delta a}{a} \qquad [43]$$

Combinando le [42] e [43] si ha:

$$\frac{|\,\Delta a\,|}{a} = \frac{n_o\,\lambda_o}{16\,(1-n_o^2)\,b} \qquad [44]$$

Nel caso delle lenti a gradini, per la [38], si ha:

$$\frac{|\,\Delta a\,|}{a} > \frac{n_o}{16\,(n_o+1)} \qquad [45]$$

Se $n_o = 0{,}6$ dalla [45] si ha:

$$|\,\Delta a\,| > 0{,}0234\,a \quad \text{cioè} \quad |\,\Delta a\,| \leq 0{,}01487\,\lambda_o \qquad [46]$$

Osserviamo infine che, nelle lenti normali, si può consentire una notevole deviazione della posizione dell'antenna da quella teoricamente richiesta senza che per questo varino le caratteristiche di radiazione in modo sensibile. Infatti, essendo la direzione del fascio principale sul prolungamento

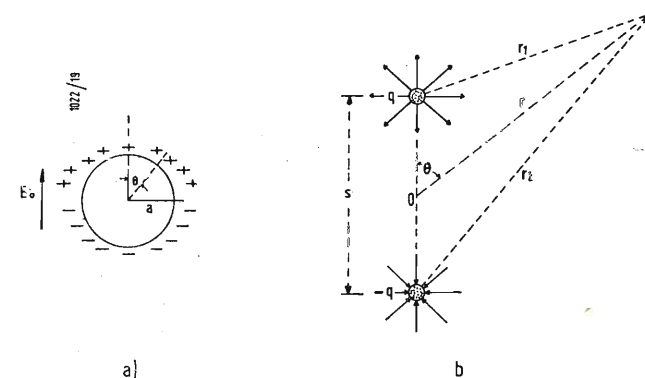



Fig. 9 - Sfera conduttrice immersa in un campo elettrico (o magnetico) uniforme.

Fig. 9 b - Dipolo costituito da due cariche elettriche uguali ed opposte.

della retta congiungente l'alimentatore con il centro della lente, purchè quest'ultimo rimanga fisso nello spazio, piccole deflessioni angolari dell'antenna intorno alla sua posizione media non portano a peggioramenti sensibili delle sue prestazioni. Di conseguenza le eventuali distorsioni ed i difetti di parallelismo fra le lamine, quali possono accadere in fase di montaggio, sono sempre mantenuti entro i limiti di tolleranza ammissibili. Da questa possibilità di rotazione dell'antenna intorno al suo centro consegue anche un metodo assai semplice per assicurare un buon adattamento dell'alimentatore. Nelle antenne a lenti metalliche l'alimentatore non si trova sul cammino dell'onda riflessa, come ad esempio nel caso di antenne a riflettore parabolico, non si verificano quindi i dannosi effetti della radiazione posteriore ed, in particolare, il disadattamento d'impedenza dell'alimentatore per il ritorno su di esso di parte dell'energia irradiata e conseguente presenza di onde stazionarie. Con le antenne a lente metallica si ha in effetti riflessione d'energia sulle costole delle lamine, ma tale effetto è, com'è ovvio, assai lieve. Comunque, quando l'adattamento dell'alimentatore non sia ben verificato si può agevolmente utilizzare la proprietà già detta, procedendo come subito diremo.

Si provvede al perfetto adattamento dell'alimentatore per la condizione di radiazione nello spazio libero, indi si ruota l'antenna in modo da avere uno spostamento relativo agli estremi di $1 \div 2\ \lambda_o$. In tal modo la pur scarsa energia riflessa dalle costole delle lamine va a cadere in un punto A' diverso dal fuoco A della lente (fig. 8) e non si hanno, di conseguenza, onde stazionarie per ritorno d'energia verso l'alimentatore.

Concludendo possiamo affermare che le antenne a lenti metalliche sembrano destinate a soppiantare nel prossimo futuro, in molti casi, le antenne a riflettore parabolico, oggi diffusissime, in quanto consentono di eliminare molti degli inconvenienti propri di queste ultime. In primo luogo le tolleranze di lavorazione meccanica e d'istallazione ammesse sono nelle antenne a lente metallica assai più ampie di quelle

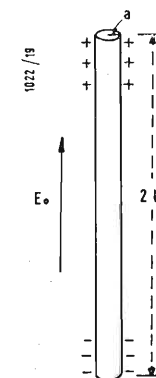



Fig. 10 - Astina conduttrice sottile immersa in un campo elettrico uniforme.

consentite nelle antenne a riflettore parabolico. In secondo luogo l'onda irradiata dalle antenne a lente metallica non trova ostacoli nel suo cammino, ed in conseguenza di ciò, si realizzano rapporti elevati, fino al 60 % nei tipi più curati, fra l'area efficace e l'apertura.

In conseguenza poi della grande facilità di montaggio si sono potute ottenere aperture notevolissime in valori assoluti e, quindi, enormi guadagni alle frequenze più elevate.

Le lenti consentono altresì un più ragionevole impiego dei corni elettromagnetici, in quanto le pareti di questi ultimi si possono prolungare fino a chiudersi sul contorno della lente, eliminando completamente le perdite per irradiazione diretta dell'alimentatore nello spazio libero (spill-over), con conseguente eliminazione dei disturbi reciproci fra antenne spazialmente ravvicinate (cross-talk).

Per contro le antenne a lente metallica conservano un corretto funzionamento per larghezze di banda di solo qualche percento (nelle condizioni migliori $5 \div 10$ %) della frequenza centrale. Nei riguardi della larghezza di banda confrontiamo fra loro una lente metallica semplice ed una lente metallica a gradini che siano fra loro equivalenti, cioè tali che sul piano *m-n* dell'onda equifase il cammino più lungo differisca da quello più breve di uno stesso numero di lunghezze d'onda.

Supponiamo che, nel caso della lente semplice (fig. 6) la differenza dei percorsi *ACM* ed *AO*, che vale, come si deduce dalla [41]:

$$b + r - f = (1 - n_o)$$

sia pari a quattro lunghezze d'onda, cosicchè

$$(1 - n_o)\, b = 4\, \lambda_o \qquad \text{da cui} \qquad \frac{\lambda_o}{b} = \frac{1 - n_o}{4}$$

Nel caso della lente a gradini la stessa differenza di percorsi (fig. 7) vale, per la [32]:

$$b + r - f = (1 - n_o)\, b + (K - 1)\, \lambda_o = 4\, \lambda_o$$

Ma, poichè in una lente a gradini vale la [38], si ha:

$$b + r - f = \lambda_o + (K - 1)\, \lambda_o = K\lambda_o = 4\lambda_o$$

cioè $K = 4$. Le due lenti sono equivalenti avendo posto per entrambe $b + r - f = 4\, \lambda_o$. La lente semplice ha, in questo caso, una larghezza di banda data dalla [31] e, se $n_o = 0{,}6$, si ha:

$$\beta = 11{,}7\, \frac{\lambda_o}{b} = 11{,}7\, \frac{1 - 0{,}6}{4} = 1{,}17\ \%\, .$$

La lente a gradini risulta di quattro zone o gradini, perciò per la [40], la larghezza di banda vale:

$$\beta = \frac{12{,}5}{4 + 1{,}666} = 2{,}22\ \%\, .$$

Quindi una lente a 4 zone ha una larghezza di banda quasi doppia di quella che compete ad una equivalente lente semplice. Qualora invece la differenza dei cammini si ponga uguale a $16\, \lambda_o$ le larghezze di banda sarebbero di 0,292 % per la lente semplice e di 0,71 % per la lente a gradini.

Perciò la larghezza di banda delle due è questa volta nel rapporto di 2,5. Se ne deduce la necessità di gradinare una lente con un numero di gradini che è funzione della larghezza di banda.

Si è tentato sperimentalmente anche di costruire delle lenti doppie acromatiche risultanti dalla combinazione di una lente a gradini ed una lente semplice di sensibilità opposta alla frequenza; ad esempio una lente convergente a gradini ed una lente divergente semplice tali però che la prima sia più forte della seconda, cosicchè ne risulti una lente composta convergente ed acromatica. Segnaliamo infine, a titolo informativo, che antenne a lenti metalliche sono già applicate in molte apparecchiature; una delle applicazioni più imponenti e notevoli si è avuta nel ponte radio a microonde New-York-Boston che impiega tutte antenne metalliche del tipo interamente chiuso.

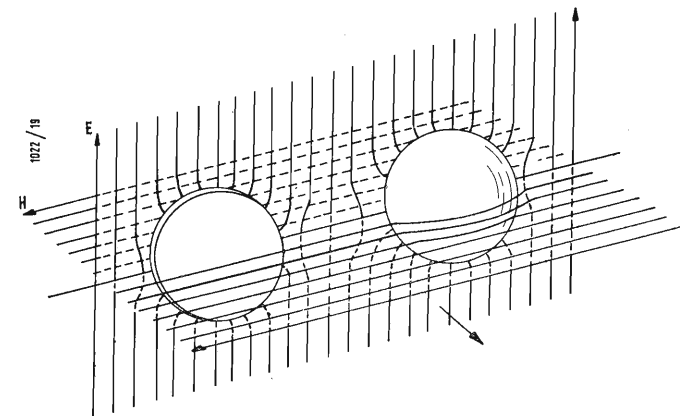



Fig. 11 - Perturbazione del campo elettrico e magnetico per la presenz di un disco e di una sfera conduttrice. La perturbazione del campo magnetic per la presenza del disco metallico è piccolissima.

Esempio di calcolo

Si debba progettare un'antenna a lente metallica avente un guadagno di 40 dB (cioè 10.000 volte in potenza) alla frequenza di lavoro di 4000 MHz ($\lambda_o = 7{,}5$ cm). L'area efficace dell'antenna risulta perciò:

$$A_{eff} = \frac{\lambda_o^2\, G}{4\, \pi} = \frac{7{,}5^2 \cdot 10^4}{4\, \pi} = 4{,}48 \simeq 4{,}5\ \text{m}^2.$$

Si supponga che il fattore di illuminazione (rapporto fra area geometrica ed area efficace) sia 0,5, ne risulta un'area geometrica di

$$A = \frac{4{,}5}{0{,}5} = 9\ \text{m}^2.$$

Supponendo di costruire una lente metallica quadrata il lato vale 3 m $= 40\, \lambda_o$. Ponendo $n_o = 0{,}6$ si ricava $a = 0{,}635\, \lambda_o = 4{,}76$ cm. Supponendo di usare lamine dello spessore di 1,1 mm si ricava immediatamente che sono necessarie 51 lamine.

Sia necessaria una larghezza di banda di 26,8 MHz, cioè una larghezza di banda di:

$$\frac{26{,}8}{4000}\, 100 = 0{,}67\ \%$$

Dalla [31] si ricava:

$$b = \frac{11{,}7 \cdot 7{,}5}{0{,}67} = 131\ \text{cm} = 1{,}31\ \text{m} = 17{,}5\, \lambda_o$$

Per semplicità costruttiva realizziamo una lente a fuoco lineare, cioè sagoniamo ugualmente tutte le piastre secondo l'equazione [12]. Pertanto del punto *C* di fig. 6 conosciamo l'ascissa $x = b = 17{,}5\, \lambda_o$ e l'ordinata, che vale metà dell'apertura, cioè $y = 20\, \lambda_o$, e possiamo ricavare come incognita la distanza focale *f*. Sostituendo nella [12] si ha:

$$0{,}64\ (17{,}5\, \lambda_o)^2 - 0{,}8 \cdot 17{,}5\, \lambda_o\, f + (20\, \lambda_o)^2 = 0$$

da cui si trae:

$$f = 42{,}6\, \lambda_o = 3{,}2\ \text{m}.$$

Le equazioni parametriche del profilo secondo cui vanno tagliate le lamine sono, (eq. 13 e 14), esprimendo le lunghezze in metri:

$$x = 3{,}2\, \frac{1 - \cos\theta}{1 - 0{,}6\, \cos\theta}\ ; \qquad y = 3{,}2\, \frac{0{,}4\ \text{sen}\,\theta}{1 - 0{,}6\, \cos\theta}$$

si delimita tale curva con le condizioni, implicite in quanto abbiamo già detto, $x \leq 17{,}5\, \lambda_o$, cioè $x \leq 1{,}31$ m ed $|y| \leq 20\, \lambda_o$ cioè $|y| \leq 1{,}5$ m. Circa le tolleranze si deve avere:

$$|\Delta a| \leq 0{,}01487\, \lambda_o \quad \text{cioè} \quad |\Delta a| < 1{,}112\ \text{mm}$$

ed inoltre:

$$|\Delta b| \leq 0{,}1\, \lambda_o \quad \text{cioè} \quad |\Delta b| \leq 7{,}5\ \text{mm}.$$

Come si vede le tolleranze per *b* sono enormi, dell'ordine del centimetro; le tolleranze per *a* sono dell'ordine del millimetro ed il montaggio va quindi eseguito con cura. Un montaggio od una costruzione che si discostino dalle condizioni teoriche riducono la larghezza di banda ed il fattore di illuminazione.

Supponiamo ora di gradinare la lente testè progettata per aumentare la larghezza di banda. La larghezza di ogni gradino deve essere (eq. 27):

$$t = \frac{\lambda_o}{1 - n_o} = \frac{7{,}5}{1 - 0{,}6} = 2{,}5\, \lambda_o = 18{,}75\ \text{cm}.$$

Appare chiaro che, se vogliamo le due lenti equivalenti, la differenza fra lo spessore della lente semplice al bordo ed al centro *b* può essere interamente gradinata, cosicchè sui piani *m-n* (fig. 6 e 7) l'onda uscente sia piana in ambedue i casi. Ne deriva che il numero delle zone sarà:

$$\frac{b}{t} = \frac{17{,}5\, \lambda_o}{2{,}5\, \lambda_o} = 7$$

In tali condizioni la larghezza di banda della lente gradinata vale (eq. 40):

$$\beta = \frac{12{,}5}{7 + 1{,}666} = 1{,}44\ \% \quad \text{cioè} \quad 1{,}44 \cdot 40 = 57{,}5\ \text{MHz}.$$

Le equazioni dei profili delle sette zone si ricavano dalla fig. 4. Facciamo notare che si è considerato unitario il guadagno dell'illuminatore, che altrimenti andrebbe calcolato o parte e portato in conto nella valutazione del guadagno. Le realizzazioni affettuate in America danno prestazioni concordanti con la teoria esposta.

3. - ANTENNE A LENTE METALLICA A RITARDO.

Le antenne a lente metallica hanno, come abbiamo visto, prestazioni ottime sotto ogni punto di vista, ma queste eccellenti caratteristiche peggiorano rapidamente con lo scostarsi della lunghezza d'onda di funzionamento dal valore teorico di progetto. Tali antenne non sono quindi adatte alla trasmissione di spettri di frequenze molto vasti quali sono richiesti nelle trasmissioni televisive ed in quelle telefoniche multicanali a modulazione di frequenza. Le antenne a lente dielettrica invece hanno un comportamento pressochè acromatico in quanto la costante dielettrica è, nella gamma delle microonde, indipendente dalla frequenza È pertanto spontaneo, allo scopo di realizzare un'antenn

Fig. 12 - *a*) Dielettrico artificiale costituito da polistirolo soffiato con strisce conduttrici parallele; *b*) Una sezione del dielettrico rappresentato in *a*); *c*) Linea equivalente alla sezione rappresentata in *b*).

pressochè aperiodica, tale cioè che conservi un corretto funzionamento per una larghissima banda di frequenza, orientarsi verso antenne che derivino dalle antenne a lente dielettrica, cioè ne utilizzino il principio e le proprietà utili, ma ne minimizzino gli svantaggi. Si è così pervenuti ad antenne che fanno uso di lenti che hanno, come mezzo rifrangente, un dielettrico con una costante dielettrica relativa maggiore dell'unità ed un indice di rifrazione costante entro una larghissima banda di frequenze. Poichè, come abbiamo già detto, i dielettrici esistenti in natura o prodotti dall'industria chimica presentano vari inconvenienti, si sono introdotti dei dielettrici artificiali. Questi ultimi materiali sono stati realizzati riproducendo su scala molto più grande quei fenomeni che intervengono nelle molecole di un normale dielettrico. Disponendo opportunamente elementi metallici

(astine, sferette, discoidi, striscie) in una struttura spaziale si realizza una struttura che si comporta, nei riguardi delle microonde, nella stessa maniera di un reticolo molecolare, come quello di un vero dielettrico, nei confronti delle onde luminose. Infatti gli elettroni liberi negli elementi metallici si muovono avanti ed indietro sotto l'effetto di un campo elettrico alternativo, costituendo dei dipoli oscillanti che possono considerarsi come un ingrandimento dei dipoli molecolari di un dielettrico. Gli elementi metallici esercitano quindi sul campo elettrico una funzione simile a quella esercitata dalle molecole di un dielettrico, e perciò lo spazio da essi occupato presenta una costante dielettrica maggiore che nel vuoto e, di conseguenza, un indice di rifrazione maggiore di 1. Un'onda elettromagnetica che investa un dielettrico artificiale viene ritardata di fase in misura tanto maggiore quanto più grande è lo spessore del dielettrico artificiale. Le lenti convergenti hanno quindi spessore più grande in corrispondenza dell'asse che in corrispondenza dei bordi.

Secondo la teoria ottica dei mezzi dispersivi l'indice di rifrazione è funzione del numero di risonatori atomici per unità di volume, nonchè della vicinanza della loro frequenza di risonanza con quella dell'onda incidente. Per frequenze di lavoro prossime a quella di risonanza si ha una banda di assorbimento nella quale l'indice di rifrazione è caratterizzato da notevoli variazioni, si ha cioè quel fenomeno che in ottica si dice dispersione anomala. Per frequenze di lavoro inferiori e sufficientemente lontane dalle frequenza di risonanza l'indice di rifrazione rimane invece sensibilmente costante ed il suo valore è quasi unicamente funzione del numero di risonatori per unità di volume. I dielettrici artificiali seguono la teoria ottica con l'unica differenza che le dimensioni, lunghezza d'onda compresa, risultano assai piú grandi, cioè moltiplicate per un fattore di circa 10.000. La distanza fra gli elementi metallici è normalmente minore di un quarto di lunghezza d'onda e non è critica.

La teoria dei dielettrici artificiali dimostra che la costante dielettrica può essere espressa dalla relazione:

$$\varepsilon = \varepsilon_o + N\alpha \frac{f_o^2}{f_o^2 - f^2} \qquad [47]$$

ove ε_o è la costante dielettrica nello spazio libero, N il numero di elementi per unità di volume, α un fattore di forma caratteristico del particolare elemento metallico che si identifica con la sua polarizzabilità elettrica, f_o la frequenza di risonanza dell'elemento stesso ed f la frequenza dell'onda incidente. Alla frequenza di risonanza si avrebbe una costante dielettrica infinita e per frequenze prossime alla risonanza valori positivi o negativi a secondo che la frequenza di risonanza è maggiore o minore della frequenza di lavoro. Si ha quindi, in queste condizioni, opacità del dielettrico. A frequenze di lavoro relativamente basse ($f > f_o$, usualmente $f \simeq f_o/4$) la [47] diviene:

$$\varepsilon = \varepsilon_o + N\alpha \qquad [48]$$

È questa la zona nella quale il dielettrico artificiale è usabile per i nostri scopi e la costante dielettrica relativa risulta maggiore dell'unità. Sotto l'influenza di un campo magnetico variabile, si inducono correnti di conduzione sull'elemento metallico, tale oggetto diviene quindi un dipolo magnetico. In modo perfettamente analogo si perviene a trovare la permeabilità magnetica

$$\mu = \mu_o + N\beta \qquad [49]$$

ove μ_o è la permeabilità magnetica dello spazio libero, N ancora il numero di elementi nell'unità di volume e β un fattore di forma caratteristico del particolare elemento che si identifica con la sua polarizzabilità magnetica.

L'indice di rifrazione, denotando con v_o la velocità di fase delle onde elettromagnetiche nello spazio libero e con v la stessa velocità di fase nel dielettrico artificiale vale, tenendo conto delle [48] e [49].

$$n = \frac{v_o}{v} = \sqrt{\frac{\mu\,\varepsilon}{\mu_o\,\varepsilon_o}} = \sqrt{\left(1 + \frac{N\alpha}{\varepsilon_o}\right)\left(1 + \frac{N\beta}{\mu_o}\right)} \qquad [50]$$

Facciamo osservare che α è sempre positivo, β può essere positivo o negativo. Per la costruzione dei dielettrici artificiali si sceglieranno di preferenza elementi che abbiano una polarizzabilità magnetica non negativa. Calcoliamo ora la polarizzabilità degli elementi metallici più comuni, trascurando le loro influenze reciproche, cioè considerandoli isolati.

Polarizzabilità di una sfera metallica isolata.

Consideriamo (fig. 9*a*) una sfera di materiale conduttore di raggio a immersa in un campo elettrico uniforme E_o. La componente meridiana del campo impresso vale:

$$E^i_o = -E_o \,\text{sen}\,\theta \qquad [51]$$

avendo indicato con E^i_o la componente secondo θ del campo che investe la sfera. Sulla superficie della sfera si crea un campo riflesso, dovuto alle cariche spostate, che deve annullare questa componente del campo che investe la sfera stessa in quanto, essendo questa per ipotesi perfettamente conduttrice, non si possono avere componenti meridiane del campo che provocherebbero correnti infinite e perciò fisicamente assurde. Sotto l'azione del campo esterno le cariche sulla sfera si orienteranno come in fig. 9*a*. Consideriamo ora (fig. 9*b*) due cariche uguali e contrarie poste fra loro alla distanza s. Nel punto P il potenziale è dato da:

$$V = \frac{q}{4\pi\varepsilon r_1} - \frac{q}{4\pi\varepsilon r_2} = \frac{q\,(r_2 - r_1)}{4\pi\varepsilon r_1 r_2} \qquad [52]$$

Dalla figura si ricava, per il teorema di Carnot:

$$r_1 + \sqrt{r^2 + \frac{1}{4}s^2 - s\,r\cos\theta} = $$

$$= r\sqrt{1 - \left(\frac{s}{r}\right)\cos\theta + \frac{1}{4}\left(\frac{s}{r}\right)^2}$$

$$r_2 + \sqrt{r^2 + \frac{1}{4}s^2 + s\,r\cos\theta} = $$

$$= r\sqrt{1 + \left(\frac{s}{r}\right)\cos\theta + \frac{1}{4}\left(\frac{s}{r}\right)^2}$$

Sviluppando secondo la serie binominale ed arrestandosi al termine di primo grado, giacchè supponiamo $s > r$, si ha:

$$r_1 \simeq r - \frac{1}{2}\,s\cos\theta \qquad [53]$$

$$r_2 \simeq r + \frac{1}{2}\,s\cos\theta \qquad [54]$$

Dalla [52] per le [53] e [54] si ha dunque, trascurando i termini in s^2,

$$V = \frac{q\,s\cos\theta}{4\pi\varepsilon r^2} = \frac{m\cos\theta}{4\pi\varepsilon r^2} \qquad [55]$$

avendo indicato con m il momento delle due cariche. Perciò:

$$E_\theta = -\frac{1}{r}\,\frac{\partial V}{\partial\theta} = \frac{m\,\text{sen}\,\theta}{4\pi\varepsilon r^3} \qquad [56]$$

$$E_r = -\frac{\partial V}{\partial r} = \frac{m\cos\theta}{2\pi\varepsilon r^3} \qquad [57]$$

Nel caso della sfera conduttrice le cariche sono distribuite radialmente sotto l'influenza di forze coulombiane, tuttavia l'effetto è identico a quello di fig. 9*b* se si scelgono opportunamente q ed s, vale a dire se sono identici i due momenti. Detto quindi m il momento, uguale nei due casi, e ponendo, come è noto dalla teoria dell'elettricità, $m = \alpha E_o$, dalla [51] e [56] si ha, tenendo conto che sulla superficie della sfera $r = a$:

$$-E_o\,\text{sen}\theta + \frac{\alpha E_o\,\text{sen}\,\theta}{4\pi\varepsilon a^3} = 0$$

da cui:

$$\alpha = 4\pi\varepsilon a^3 \qquad [58]$$

Circa la polarizzabilità magnetica consideriamo la sfera conduttrice immersa in un campo magnetico variabile uniforme H_o (fig. 9*a* sostituendo H_o ad E_o). Poichè la superficie della sfera separa un dielettrico da un conduttore la componente normale del campo magnetico totale deve annullarsi sulla superficie stessa. Il campo magnetico incidente induce sulla sfera delle correnti circolanti in direzione tale che il campo magnetico da esse generato si oppone al campo incidente nella regione occupata dalla sfera. Quindi il momento magnetico indotto ha direzione opposta a quella del campo incidente, la polarizzabilità magnetica è quindi negativa e l'effetto della presenza delle sfere metalliche sarà una diminuzione della permeabilità magnetica del mezzo circostante. Per il calcolo della polarizzabilità notiamo che la componente radiale del campo impresso vale:

$$H^i_r = H_o\cos\theta \qquad [58 \text{ bis}]$$

La componente radiale del campo riflesso si può ricavare in maniera perfettamente analoga al caso precedente giacchè le leggi che governano i campi elettrici e magnetici sono simili, con la sola sostituzione nella [57] di H_r in luogo di E_r, μ invece di ε e denotando questa volta con m il momento magnetico, cioè $m = \beta H_o$. Dalle [57] e [58], per quanto detto, si ha, ponendo al solito $r = a$.

$$H_o\cos\theta + \frac{\beta H_o\cos\theta}{2\pi\mu a^3} = 0$$

da cui:

$$\beta = -2\pi\mu a^3 \qquad [59]$$

Dalla [50], sostituendo i valori trovati di α e β si ha dunque:

$$n = \sqrt{(1 + 4\pi a^3 N)\,(1 - 2\pi a^3 N)} \qquad [60]$$

L'indice di rifrazione è quindi maggiore dell'unità, ma metà dell'effetto utile dovuto all'aumento della costante dielettrica risulta annullato dalla diminuzione della permeabilità magnetica. Affinchè i risultati dell'analisi precedente siano interamente validi è necessario, come già detto, che gli elementi metallici siano sufficientemente distinti fra loro per non influenzarsi a vicenda, cosicchè si possa considerare la polarizzabilità di ogni elemento funzione unicamente della sua forma geometrica e del campo esterno. Riportiamo ora le espressioni della polarizzabilità elettrica e magnetica per le forme più comuni di elementi metallici, senza tuttavia riportarne la dimostrazione e nell'ipotesi che siano verificate le condizioni restrittive specificate nel caso precedente.

a) Astine sottili conduttrici.

Detta $2\,l$ la lunghezza ed a il raggio dell'astina e supposto il vettore elettrico parallelo alla lunghezza dell'astina (figura 10) si ha:

$$\alpha \simeq \frac{4\pi\varepsilon l^3}{3\ln(2\,l/a)}\left[1 + \frac{1}{3\ln(2\,l/a)}\right] \simeq \frac{4\pi\varepsilon l^3}{3\ln(2l/a) - 1} \qquad [61]$$

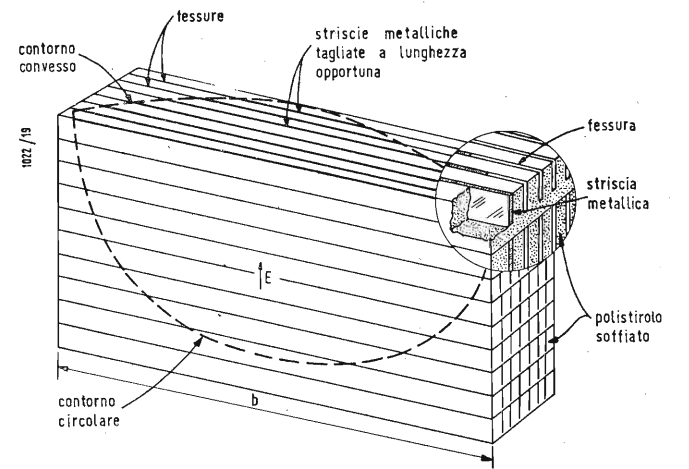



Fig. 13 - Lente metallica a ritardo in polistirolo soffiato caricato con striscie conduttrici.

$$\beta \simeq 0 \qquad [62]$$

b) *Dischi circolari conduttori.*

Detto a il raggio di un disco piatto di spessore trascurabile. Detto disco sia immerso in un campo uniforme il cui vettore elettrico sia parallelo al piano del disco. In tali condizioni si ha:

$$\alpha = \frac{16\,\varepsilon a^3}{3} \qquad [63]$$

$$\beta = 0 \qquad [64]$$

In fig. 11 riportiamo schematicamente l'andamento dei campi elettrici e magnetici e della loro perturbazione per effetto della presenza di un disco e di una sfera metallica.

È evidente che la perturbazione del campo magnetico per la presenza di un disco metallico è quasi nulla e che perciò in tal caso $\beta \simeq 0$.

Infine esaminiamo il caso di un dielettrico artificiale costituito da striscie metalliche parallele annegate in una sostanza dielettrica.

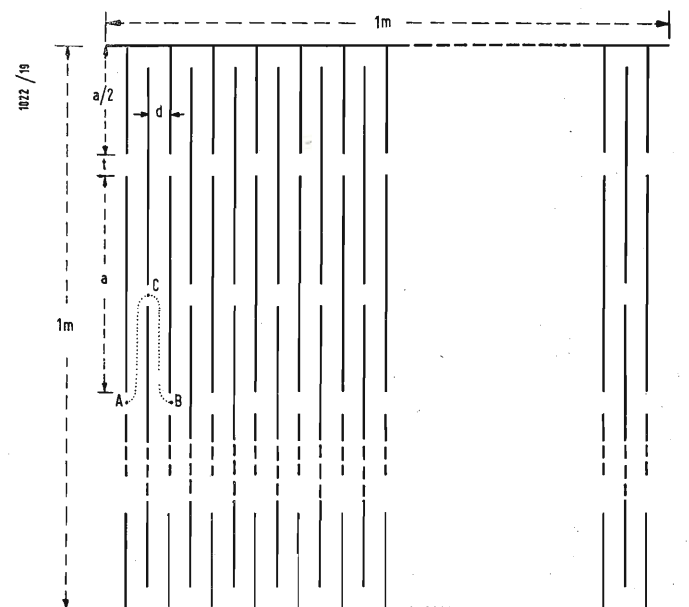



Fig. 14 - Dielettrico artificiale di grande costante dielettrica costituito da polistirolo soffiato caricato con striscie conduttrici parallele sfalsate fra loro.

In fig. 12a riportiamo schematicamente tale disposizione. Data la simmetria della struttura possiamo immaginare di inserire dei piani conduttori suddividendo il mezzo in tante sezioni, una delle quali è rappresentata in fig. 12b, senza alterare affatto i fenomeni. Sia b la lunghezza di ogni striscia conduttrice. L'impedenza, guardando dai punti A e B è

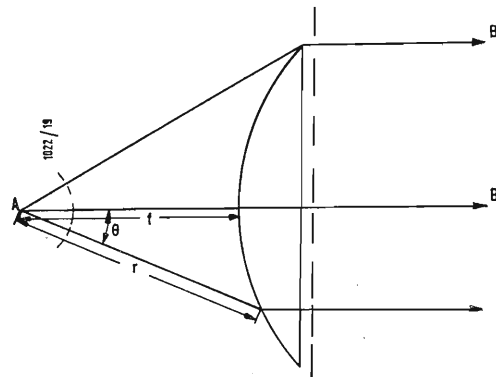



Fig. 15 - Profilo di una lente metallica a ritardo (profilo iperbolico).

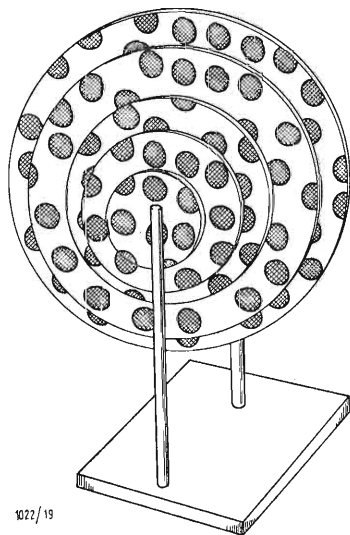



Fig. 16 - Lente metallica a ritardo con dielettrico costituito da polistirolo soffiato caricato con discoidi metallici.

quella di una linea di trasmissione a striscia chiusa in corto circuito e vale quindi, com'è noto:

$$Z_{AB} = j\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\;\frac{d}{b}\;\mathrm{tg}\left(\frac{1}{2}\,\omega\,\sqrt{\mu\varepsilon}\;a\right) \qquad [65]$$

è questo l'effetto delle scanalature. Se le scanalature non vi fossero e la sezione considerata si riducesse a due piastre di lunghezza b con il campo elettrico perpendicolare alle piastre ed il campo magnetico lungo b, detta I la corrente si ha, com'è noto:

$$H = \frac{I}{b}$$

e perciò, essendo la sezione ove i flussi delle due piastre non si elidono di $t \times 1$, si ha l'induttanza:

$$L' = \frac{\Phi}{I} = \frac{\mu\,t}{b} \qquad [66]$$

Quindi per ogni metro di lunghezza di dielettrico si ha un'induttanza in serie dovuta alla [66] aumentata della parte dovuta alle scanalature. Di queste ve ne sono in un metro $1/d$, presenti su entrambi i conduttori, pertanto (fig. 12c) l'induttanza totale serie per unità di lunghezza vale:

$$L = L' + \frac{2}{d}\;\frac{Z_{AB}}{j\,\omega} = \mu\,\frac{t}{b} + \frac{2}{b\,\omega}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\;\mathrm{tg}\left(\frac{1}{2}\,\omega\,\sqrt{\varepsilon\mu}\;a\right) \qquad [67]$$

La capacità per unità di lunghezza vale:

$$C = K\,\varepsilon\,\frac{b}{t} \qquad [68]$$

ove K è un coefficente che tiene conto dell'incompleto impacchettamento, cioè del fatto che la distanza fra le due armature non è sempre t. Per t/d molto grande evidentemente K tende all'unità.

In generale il valore di K si può dimostrare che è:

$$K = \frac{\pi\,t}{2\,d\;\mathrm{arcosh}\;(\exp\;\pi t/2d)} \qquad [69]$$

La velocità di fase delle onde elettromagnetiche nel dielettrico vale quindi:

$$v_d = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad [70]$$

pertanto la costante dielettrica relativa vale, tenendo conto delle [67], [68] e [70].

$$\varepsilon_r = \left(\frac{v}{v_d}\right)^2 = \frac{LC}{\varepsilon\mu} =$$

$$= K\left[1 + \frac{2}{t\omega\,\sqrt{\varepsilon\mu}}\;\mathrm{tg}\left(\frac{1}{2}\,\omega\,\sqrt{\varepsilon\mu}\,a\right)\right] =$$

$$= K\left[1 + \frac{\lambda}{\pi\,t}\;\mathrm{tg}\;\frac{\pi\,a}{\lambda}\right] \qquad [71]$$

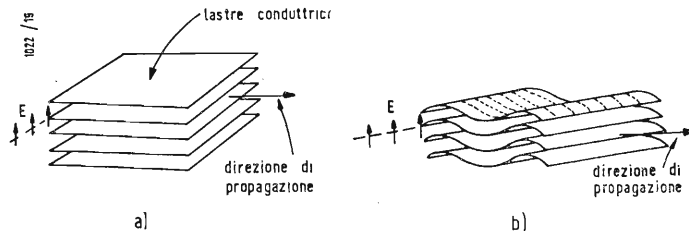



Fig. 17 - Interposizione di piastre conduttrici sul cammino di un'onda elettromagnetica.
Disposizione a): nessun ritardo nella propagazione.
Disposizione b): ritardo nella propagazione.
Il ritardo si può ottenere anche con semplici griglie (linee tratteggiate in b).

I valori della costante dielettrica relativa calcolati con tale formula sono in buon accordo con quelli misurati. Un tipo di lente metallica a ritardo realizzata con striscie conduttrici parallele disposte come testè descritte è rappresentata in fig. 13.

Un altro tipo di dielettrici artificiali, realizzato ancora con l'inclusione di striscie conduttrici parallele, ma disponendole sfalsate fra loro, come indicato in fig. 14, permette di realizzare costanti dielettriche più elevate. Dalla fig. 14 si ricava immediatamente che in assenza di striscie il cammino delle onde elettromagnetiche per andare da A a B è semplicemente la retta $AB = 2\,d$, mentre in presenza delle striscie conduttrici il cammino diviene $ACB = a + 2\,d + 2\,t$ circa. Pertanto allorchè sono presenti le striscie conduttrici l'onda elettromagnetica procede più lentamente a cagione del percorso non rettilineo ed avanza quindi nel senso della propagazione con una velocità minore. Il rapporto fra le due velocità è dato dal rapporto inverso fra i due percorsi e pertanto si ha:

$$\varepsilon_r = \left(\frac{v}{v_d}\right)^2 = \left(\frac{a + 2\;(d + t)}{2\,d}\right)^2 \qquad [72]$$

Fig. 18 - Lente metallica a variazione di percorso a piastre conduttrici oblique. I cammini ottici AC, ADM e AFN debbono essere uguali. L'indice di rifrazione vale $n = \sec\,\theta$.

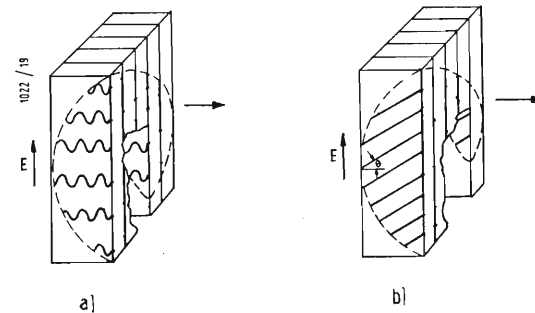



Fig. 19. - Lenti metalliche a variazione di percorso: a) con griglie a serpentina; b) con griglie oblique.

Dielettrici artificiali ottenuti con l'inclusione di elementi metallici di tipo che esuli da quelli esaminati sono poco comuni e, comunque, il lettore troverà nella bibliografia ampie notizie al riguardo. In pratica gli elementi attivi vengono annegati in un materiale, avente esclusivamente funzione di sostegno, molto poroso ed omogeneo, che consenta di ottenere la massima leggerezza possibile dell'insieme, assicurando nel contempo la massima riduzione delle perdite per isteresi dielettrica. Il materiale che finora ha meglio risposto a dette esigenze è il polistirolo soffiato (styrofoam). La lente più comunemente impiegata è quella piano-convessa con la parte curva rivolta verso l'alimentatore.

Per tale tipo di lente si possono ripetere le considerazioni svolte per le lenti concave metalliche. Tenendo presente che $n > 1$ la [11] nel caso attuale si riduce a:

$$r = \frac{(n - 1)\,f}{n\,\cos\,\theta - 1} \qquad [73]$$

È questa l'equazione di un iperbole di eccentricità n con l'origine in uno dei fuochi, espressa in coordinate polari. La lente di tale profilo è rappresentata in fig. 15. Gli asintoti dell'iperbole formano un angolo con l'asse della lente pari a:

$$\theta_a = \mathrm{arcos}\,\frac{1}{n} \qquad [74]$$

Così per $n = 1{,}6$ (plexiglas, polistirene) si ha $\theta_a = 51^{\circ}$

Per ridurre al minimo lo spessore delle lenti è necessario adottare un elevato valore dell'indice di rifrazione. Impiegando come dielettrico fogli di cellophane ricoperti a spruzzo da una vernice metallica applicata mediante opportune maschere ravvicinate si sono raggiunti valori di $\varepsilon_r = 225$, corrispondente ad un indice di rifrazione $n = 15$.

Anche con antenne a lente metallica a ritardo sono applicabili gli accorgimenti per le antenne a lente metallica per conseguire l'adattamento dell'alimentatore, nonchè la riduzione del « cross-talk » e dello « spill-over ». Le antenne con lenti a ritardo presentano caratteristiche di leggerezza e di facilità di costruzione a larga tolleranza, come le antenne a lente metallica, ma possono operare, a differenza di queste ultime, su di una vastissima banda di frequenze mantenendo praticamente immutate le caratteristiche di radiazione, come si rileva dalla [47] per valori di $f < \frac{1}{4} f_o$.

In fig. 16 riportiamo una lente sperimentale in polistirolo soffiato caricato con discoidi metallici.

4. - ANTENNE A LENTE METALLICA A VARIAZIONE DI PERCORSO.

Le lenti metalliche a ritardo presentano notevoli difficoltà e complicazioni dal punto di vista meccanico a causa della presenza degli elementi metallici, assai piccoli e numerosi, necessari per caricare il dielettrico artificiale. Le lenti metalliche a variazione di percorso conservano invece la semplicità costruttiva delle lenti metalliche propriamente dette, pur presentando le stesse caratteristiche di aperiodicità delle lenti metalliche a ritardo.

Il principio fisico cui s'informa la costruzione di queste lenti è il seguente, in forma sintetica. Se si interpone sul cammino di un'onda elettromagnetica una serie di lastre piane conduttrici, parallele fra loro, orientate in modo che il vettore del campo elettrico sia ovunque normale ad esse (fig. 17a) la porzione dell'onda che attraversa le piastre non subirà alcuna modificazione o ritardo rispetto alle rimanenti parti che si propagano nello spazio libero. Se però le lastre sono ondulate (fig. 17b) il cammino l che l'onda deve percorrere per attraversare le lastre è maggiore della distanza l_o, proiezione delle lastre nella la direzione normale al vettore E. La porzione dell'onda che attraversa le piastre subisce quindi un ritardo rispetto alle rimanenti parti che si propagano nello spazio libero, cosicchè il pacco di lastre ondulate può essere assimilato ad un mezzo dielettrico con indice di rifrazione $n = l/l_o > 1$.

Affinchè la propagazione avvenga sempre nel modo TEM la distanza fra le piastre s deve essere:

$$s < \frac{\lambda_{min}}{2}$$

evitando così la possibilità di propagazione di altri modi ed, in particolare, del modo più basso TE_{01}.

In maniera perfettamente analoga (fig. 18) si ottiene un ritardo se, invece di piastre ondulate, si impiegano delle lastre piane inclinate, tali da formare un angolo θ con la direzione di propagazione. Intuitive considerazioni geometriche fra il percorso dell'onda fra le piastre e, corrispondentemente, nello spazio libero portano a concludere che l'indice di rifrazione vale in tal caso:

$$n = \sec \theta > 1$$

Essendo in entrambi i casi l'indice di rifrazione maggiore dell'unità l'equazione del profilo della lente è data dalla [73].

In fig. 19 sono riportati i due tipi di lenti metalliche a variazione di percorso testè descritti. I risultati sperimentali su antenne a lente metallica a variazione di percorso sono stati assai lusinghieri e soddisfacenti. Tali antenne presentano facilità e larghe tolleranze nella costruzione e nel montaggio, caratteristiche di quasi aperiodicità e di agevole adattamento dell'illuminatore, talchè riuniscono i vantaggi degli altri tipi di antenne a lente eliminandone gli svantaggi.

5. - BIBLIOGRAFIA.

A. M. Skellett - « Plexiglas lens Antenna for Microwaves », *BTL Report*, MM43-170-15, settembre 1943.

W. E. Kock - « Experiments with Metal Plate Lenses for Microwaves », *BTL Report*, MM-44-160-67, marzo 1944.

W. E. Kock - « Wire Lens Antennas », *BTL Report*, MM-44-160-100, aprile 1944.

W. E. Kock - « Metal Plate Lens Design Considerations », *BTL Report*, MM-44-160-195, agosto 1944.

W. E. Kock - « Metal Plate Lenses for Microwaves », *BTL Report*, MM-45-160-23, marzo 1945.

W. E. Kock - « Metal-Lens Antennas », *PIRE* 34, pp. 828-836, novembre 1946.

W. E. Kock - « Metallic delay lenses », *Bell Sys. Tech. Jour.* 27, pp. 58-82, gennaio 1948.

G. Wilkes - « Wavelength lenses », *PIRE* 36, pp. 206-212, febbraio 1948.

S. B. Colm - « Analysis of the metal-strip delay structure for microwave lenses », *Jour. Appl. Plys.* 20, pp. 257-262, marzo 1949.

S. S. D. Jones e J. Brown - « Metallic delay lenses », *Nature*, Londra, 163, pp. 324-325, febbraio 1949.

W. E. Kock - « Path-length microwave lenses », *PIRE* 37, pp. 852-855, agosto 1949.

H. B. DeVore e H. Jams - « Microwave optics between parallel conducting planes », *RCA Rev.* 9, pp. 721-732, dicembre 1948.

J. Ruze - « Wide-angle metal-plate optics », *PIRE* 38, pp. 53-59, gennaio 1950.

S. Seeley - « Microwave antenna analysis », *PIRE* 35, pp. 1092-1095, ottobre 1947.

J. Ruze - « Wide-angle metal-plate optics », *Cambridge Field Station Report No. E* 5043 *Air Material Command*, marzo 1949.

G. C. Southworth - « Certain factors affecting the gain of directive antennas », *PIRE* 18, pp. 1502-1537, settembre 1930.

H. T. Friis e W. D. Lewis - « Radar antennas », *Bell Sys. Tech. Jour.*, vol. 26, pp. 219-247, aprile 1947.

O. M. Stuetzer - « Development of artificial microwave optics in Germany », *PIRE* 38, pp. 1053-1056, settembre 1950.

O. Schwede - « Fortleitung von Zentimeterwellen auf Leitungen und in Raumen », *Lilienthal Society Report* 111, pp. 15-19, febbraio 1939.

O. M. Stuetzer - « Polarisations und Sperrgitter fuer Zentimeterwellen», *Jahrbuch d.D. Luftfahrtforschung* 111, Verlag Oldenbourg, Munich, Germania, pp. 41-46, marzo 1939.

O. M. Stuetzer - « Artificial dielectric optics for Microwave », *ATI* 23308, *Air documents division*, Wright-Patterson AFB, dicembre 1948.

O. M. Stuetzer - « Metallinsen fuer Zentimeterwellen », *Zeutralstelle fuer wissenschaftl. Berichtsw a Luftfahrtforschung*, Berlino, Germania, FB 911/1, gennaio 1937.

O. M. Stuetzer - « Aus Hochfrequenztechnik und Flugfunkforschung ». *Oberpfaffenhofen*, Germania, pp. 93-136, giugno 1942.

J. F. Carlson e A. E. Heinz - « The reflection of an electromagnetic plane wave by an infinite set of plates », *Quart. Appl. Math.*, vol. 4, pp. 313-329, 1947.

J. Brown - « Design of metallic delay dielectrics », *IEE Jour*, Londra, 97, parte III, pp. 45-48, gennaio 1950.

C. A. Cochrane - « An experimental verification of the theory of parallel-plate media », *IEE Jour.*, Londra, 97, parte III, pp. 72-76, marzo 1950.

G. Estrin - « The effective permeability of an array of thin conducting disks », *Jour. Appl. Phys* 21, pp. 667-670, luglio 1950.

S. B. Coln - « Electrolytic-tank measurements for metallic delay lens media », *Jour. Appl. Phys* 21, pp. 674-680, luglio 1950.

A. E. Heinz - « The reflection of an electromagnetic plane wave by an infinite set of planes », III, *Quart. Appl. Math.* 8, pp. 281-291, ottobre 1950.

B. A. Leugyel - « Reflection and transmission at the surface of metal-plate media », *Jour. Appl. Phys* 22, pp. 265-276, marzo 1951.

S. B. Cohn - « The electric and magnetic constants of metallic delay media containing obstacles of arbitrary shape and thickness », *Jour. Appl. Phys* 22, pp. 628-634, maggio 1951.

S. A. Schelkunoff e H. T. Friis - « Antennas theory and practice », capitolo 19 « Lenses », pp. 573-591, editore *John Wiley e Sous*, New-York, 1952.

G. C. Southworth - « Principles and applications of wave guide transmission », capitolo X, « Waveguide radiators », paragrafo 10.5 e 10.6, pp. 459-474, editore *D. Van Nostrand*, New-York, 1950.

K. F. Lindman - « Über eine durch ein isotropes System von spiralförmigen Resonatoren erzengte rotationspolarisation der elektromagnetischen Wellen », *Ann. d. Phys.*, vol. 63, n. 7, pp. 621-644, dicembre 1921.

H. T. Friis - « Microwave repeater research », *Bell. Sys. Tech. Jour.* 27, pp. 183-246, aprile 1948.

D. W. Fry e F. K. Goward - « Aerials for centimetre wave-lengths », *University Press*, Cambridge 1950.

S. Silver - « Microwave antenna theory and design », capitolo 11, « Dielectric and metal-plate lenses », pp. 388-412,

K. S. Kelleher - « Designing dielectric microwave lenses », *Electronics*, pp. 138-142, giugno 1956.

W. O. Puro, H. T. Ward e D. M. Bowie - « A new class of artificial dielectric for microwave applications », *Dayton IRE Meeting*, 1955.

R. K. Luneberg - « A mathematical theory of optics », *Brown University Press*, 1944.

A. S. Gutman - « Modified Luneberg lens », *Jour. Appl. Phys.* 25, 1954.

J. Brown - « Microwave wide angle scanner », *Wireless Engineer* 30, pag. 250, 1953.

N. Carrara, L. Ronchi, M. Schaffner e G. Toraldo - « Recenti ricerche su sistemi ottici per microonde », *Alta Frequenza XXVI*, pp. 116-158, aprile-giugno 1957.

M. Schaffner - « Lenti metalliche per microonde », *Alta Frequenza* XVII, pag. 147, 1948.

Il Centro di Prova dei Missili USA a Capo Canaveral

L'ormai celebre centro sperimentale di Capo Canaveral, dal quale vengono lanciati i razzi vettori dei satelliti statunitensi per l'Anno Geofisico Internazionale ed i missili sperimentali, sorge su una piatta distesa sabbiosa di 5.805 ettari, prospiciente l'Oceano Atlantico.

La località non presenta le attrattive naturali che hanno reso famoso nel mondo il resto della Florida; infatti la vegetazione è priva degli alberi d'alto fusto e si limita agli arbusti, alle piante grasse e a qualche ciuffo d'erba. Peraltro, la presenza su quel terreno di gigantesche opere artificiali, quali le incastellature di servizio e le altre gru, conferisce al paesaggio di Capo Canaveral un aspetto non privo di suggestione.

Oltre alle piattaforme di lancio, la base comprende alcune centrali blindate di controllo, stazioni radar e radio, apparati telemetrici, officine per la messa a punto ed il montaggio dei missili, laboratori elettronici, depositi di ossigeno liquido e di materiali vari, apparati per il rilevamento ottico e telecinefotografico dei mezzi spaziali ed altri impianti ausiliari.

La località di Capo Canaveral fu scelta come base sperimentale di lancio dei missili nel 1947, non soltanto perchè offriva una vasta estensione di terreno pianeggiante, ma anche perchè ha un clima particolarmente mite durante tutto l'anno.

Il Centro di Prova dei Missili dell'Aeronautica statunitense, situato a 28 km più a sud, presso la Base Aerea Patrick, fornisce l'appoggio logistico al poligono di lancio vero e proprio, con impianti per le ricerche e lo sviluppo destinati alla prova e al collaudo dei missili costruiti dall'industria americana per conto delle Forze Armate. Tra queste industrie, figurano la Boeing Aircraft, la Convair, la Martin, la Chrysler, la Lockheed Aircraft, la Douglas Aircraft e la Fairchild Aircraft.

Tecnici di queste industrie prestano la loro opera a Capo Canaveral durante il montaggio, la messa a punto, il collaudo ed il lancio dei missili, mentre la Pan American Airways, oltre ad avere il compito di assicurare il funzionamento degli impianti e l'applicazione delle misure di sicurezza del balipedio, provvede al servizio meteorologico, allo sgombero della zona in previsione dei lanci e alla gestione di altri impianti per il lancio dei missili.

Dato che ogni tipo di missile ha caratteristiche diverse e che il suo collaudo a terra e in volo richiede un numero elevato di dispositivi meccanici ed elettronici appositamente ideati, il poligono di Capo Canaveral è suddiviso in un certo numero di complessi o zone di prova destinati all'apprestamento ed al lancio di altrettanti modelli di missili.

Ad, esempio, per il lancio del missile balistico a media gittata « Jupiter » e del razzo sperimentale « Jupiter C », impiegato recentemente per immettere in orbita i satelliti artificiali « Explorer », occorrono quattro piattaforme di lancio, ciascuna delle quali dispone di una propria incastellatura per la messa a punto dei missili.

Al disotto delle piattaforme, che hanno una superficie di 60 mq. ciascuna, passano entro un dedalo di cunicoli scavati nel terreno i cavi sotterranei che fanno capo alla centrale di controllo del « complesso ».

Al riparo delle robuste strutture di cemento armato della centrale di controllo, sistemata a non meno di 90 metri dalla più vicina piattaforma di lancio, i tecnici addetti al lancio dei missili possono agevolmente esaminare i dati che affluiscono attraverso i cavi elettrici sotterranei dalla piattaforma utilizzata per la prova, accertare la funzionalità dei diversi componenti del missile, avviare i motori a razzo e lanciare il vettore sperimentale nello spazio. Appena il missile si stacca dalla piattaforma di lancio, il compito dei tecnici della centrale di controllo del complesso finisce per essere assunto automaticamente dall'ufficiale addetto alla sicurezza che si trova presso la centrale principale di controllo del Centro di Capo Canaveral.

Enormi incastellature di acciaio, non dissimili dalle torri metalliche impiegate per l'estrazione del petrolio, sono sistemate in corrispondenza delle piattaforme di lancio. Oltre a consentire il sollevamento ed il collocamento del missile sulle piattaforme, le incastellature dispongono di parecchi ripiani per dar modo ai tecnici di ispezionare e mettere a punto le diverse parti del missile. Le torri metalliche sono collocate su binari e possono spostarsi mediante motori elettrici al termine delle operazioni preliminari del lancio. Alcuni ascensori e montacarichi permettono il movimento dei tecnici e dei materiali dal suolo ai piani di lavoro.

Il conteggio, ossia la successione delle operazioni per il rifornimento, il controllo e l'accensione del razzo, viene effettuato mentre il missile si trova imprigionato dalle impalcature dell'incastellatura di servizio. Ovviamente il conteggio viene ripreso dall'interno della centrale di controllo, quando il missile, completati i rifornimenti e libero dall'incastellatura, sta per iniziare il volo sotto la spinta dei suoi potenti motori a razzo.

Per rendersi conto della complessità delle operazioni per la preparazione al lancio di un « Jupiter », basterà osservare che il conteggio richiede almeno 12 ore e che per il solo rifornimento occorrono non meno di 50 minuti, al termine dei quali il razzo pesa circa 31 tonnellate.

La zona destinata alle prove del « Thor », un missile balistico dell'Aeronautica a media gittata, comprende tre piattaforme di lancio, tutte controllate da una centrale in cemento armato, le cui pareti hanno uno spessore variante da 1,80 m a 3 m. Un ulteriore strato di 25 cm di spessore, costituito da sabbia impastata con cemento, contribuisce ad assicurare al « bunker » di controllo una resistenza sufficiente a reggere alla violenza dell'esplosione, quando, al massimo del regime, i motori a razzo del « Thor » cominciano a staccarlo dalla piattaforma. Alcuni periscopi corazzati ed un circuito televisivo chiuso permettono di seguire tutte le fasi del lancio dall'interno della centrale di controllo.

Il complesso di lancio del « Vanguard », il razzo a tre stadi impiegato il 17 marzo per immettere in orbita il secondo satellite statunitense per l'Anno Geofisico Internazionale, comprende una sola piattaforma di lancio ed un'incastellatura di servizio. La piattaforma è chiaramente visibile per la sua colorazione gialla intensa che è stata portata a termine dopo che la vernice originale fu bruciacchiata durante la partenza del razzo vettore del « Vanguard I ».

Più in là, si distinguono per la loro insolita mole le poderose strutture dei quattro complessi di lancio del missile balistico intercontinentale « Atlas ». Ciascun complesso comprende una piattaforma di lancio e un'incastellatura a 12 piani verniciata in bianco e rosso acceso, che contiene una completa officina attrezzata con macchine ed utensili portatili azionate ad aria compressa od elettricamente. Un impianto di comunicazione con la centrale di controllo, un parco lampade elettriche per il lavoro notturno ed un rilevante numero di mezzi anticendio completa l'attrezzatura della torre. Contrariamente ai complessi degli altri tipi di razzi, quelli dell'« Atlas » dispongono di altrettante centrali autonome di controllo collocate a circa 220 metri di distanza dalle piattaforme.

La principale centrale di controllo del poligono di Capo Canaveral entra in funzione subito dopo il distacco del missile dalla piattaforma di lancio, in maniera da seguirne coi più complessi e lontani apparati la traiettoria.

Dopo il lancio, il missile viene seguito costantemente da un dispositivo elettronico, denominato « Azusa » dalla cittadina californiana dove è stato realizzato, che è in grado di prevedere esattamente la zona di caduta in qualsiasi momento, nel caso in cui venga a mancare all'improvviso la spinta dei suoi motori a razzo.

I segnali radio inviati da terra ad uno strumento sul missile chiamato « transponder », vengono da questo modificati e ritrasmessi a terra, in maniera da consentire ad un apparato analizzatore, abbinato ad una calcolatrice elettronica IBM, di tracciare senza soluzione di continuità un grafico dei principali dati relativi alla direzione, all'accelerazione, alla temperatura interna e alla pressione.

L'ufficiale addetto alla sicurezza presso la centrale principale di controllo a Capo Canaveral sorveglia attentamente il grafico tracciato dall'apparato e se rileva qualche elemento sconcertante, non esita a decretare « ipso facto » la distruzione del missile in volo.

Le stazioni strumentali per il rilevamento ottico e radar e per la telemetria sono situate lungo una fascia che da Capo Canaveral, passando per le Isole Fernando de Noronha (Brasile), va sino all'Isola Ascensione, al largo delle coste africane. Una serie di accordi conclusi tra il governo americano e quelli dei paesi che ospitano le stazione di rilevamento del poligono sull'Oceano Atlantico ha permesso di estendere il poligono stesso dal territorio nazionale, per oltre 8.000 km in mare aperto, sino all'Isola di Ascensione.

(u. s.)

Imminente il varo dello « Skipjack ».

La Marina statunitense ha annunciato che il 26 maggio sarà varato a Groton (Connecticut) il sommergibile a propulsione « Skipjak », prototipo di una nuova classe di unità considerevolmente più veloci e manovrabili dei tre sommergibili « Nautilus », « Seawolf » e « Skate », attualmente in servizio nella flotta americana.

La sua progettazione si basa su principi del tutto diversi da quelli adottati nei sommergibili nucleari ed ordinari. Oltre ad essere azionato da una sola elica, lo « Skipjak » dispone di pinne orizzontali che possono essere considerate vere e proprie « ali sottomarine ».

L'apparato motore dell'unità è alimentato da un reattore nucleare ad acqua pressurizzata costruito dalla Westinghouse Electric Corporation sul modello di quelli costruiti dalla General Electric Company per il « Nautilus » e lo « Skate ».

(u. s.)

TECNICHE COSTRUTTIVE DEI CALCOLATORI ELETTRONICI

La Tecnica Impulsiva a Bassa Frequenza

L'impiego di diodi al germanio e di trasformatori d'impulsi a bassa impedenza consente un decisivo miglioramento della velocità di calcolo. In questo secondo articolo della serie dedicata alle tecniche costruttive dei calcolatori elettronici sono descritti alcuni semplici circuiti logici e ne è illustrato il funzionamento.

dott. ing. Silvano Ambrosio e dott. ing. Giuseppe Reviglio

0. - INTRODUZIONE ALLA TECNICA IMPULSIVA.

La tecnica elettronica descritta nella precedente puntata è nata e si è sviluppata spontaneamente come logica conseguenza della « Tecnica delle Forme d'Onda » che la II. guerra mondiale fece germinare e fiorire con il radar ed i nuovi mezzi d'indagine nucleare.

Multivibratori, flip-flop, amplificatori saturi e tubi a doppio controllo furono semplicemente trapiantati nel nuovo campo del calcolo numerico, i cui primordi si riagganciano dunque ai classici contatori in cascata (scalers) impiegati nella tecnica nucleare per il conteggio delle particelle subatomiche.

Per alcuni anni i costruttori di calcolatori furono apparentemente paghi dei mezzi elettronici a loro disposizione; velocità e sicurezza di conteggio non erano allora motivo di ricerca in quanto occorreva un vasto, complesso lavoro di sintesi per creare da quei semplici, elementari circuiti delle organizzazioni logiche sufficientemente complesse e tali comunque da garantire applicazioni pratiche concrete.

Erano i tempi della calcolatrice ENIAC, enorme macchina dalle modeste prestazioni, impiegante esclusivamente memorie a flip-flop, per un complesso di 18.000 tubi.

Naturalmente più la complessità dei calcolatori cresceva, più aumentavano le loro dimensioni fisiche: la prima diretta conseguenza dell'uso di conduttori lunghi ed assiepati in « nervi » fu un'ulteriore riduzione della velocità di calcolo rispetto ai medesimi circuiti usati separatamente. Oltre all'effetto tipico delle capacità parassite — cioè deformazione dei fronti d'onda, integrazione degli impulsi rettangolari in triangolari e concomitante attenuazione di ampiezza — l'impedenza discretamente elevata dei circuiti flip-flop e dei tubi a soglia (« gate ») determinava accoppiamenti parassiti per mutua induzione, con trasferimenti non previsti ed indesiderati di informazioni da circuiti a circuiti.

Inconvenienti simili si riscontrano tuttora in certi tipi di piccoli calcolatori costruiti per elaborazioni di contabilità commerciale, costruiti con queste tecniche ad alta impedenza.

In secondo luogo la dissipazione termica dei tubi elettronici è abbastanza sensibile: insorgono inconvenienti di alimentazione, raffreddamento, manutenzione.

La soluzione più banale per aumentare la velocità di calcolo, quella di ridurre il valore dei resistori che intervengono nei circuiti descritti lo scorso numero, non offre che minimi vantaggi: se da una parte sono meno sentiti gli effetti perturbatori delle capacità ed induttanze parassite, dall'altra aumentano ancora le dissipazioni termiche, le correnti catodiche medie e quindi i guasti e le difficoltà di esercizio.

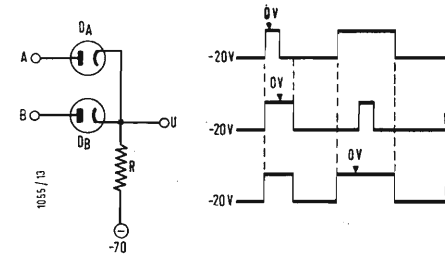
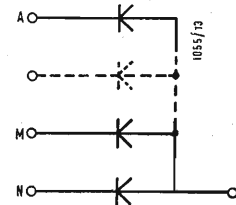
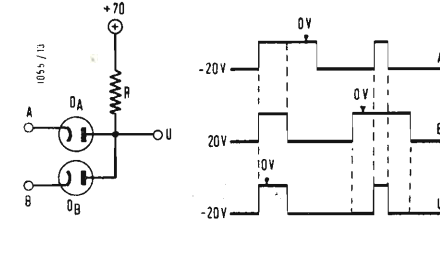
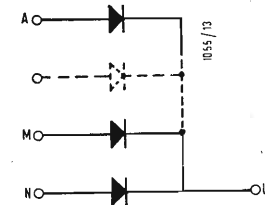
Da questo stato di cose è nata si può dire spontaneamente una tecnica nuova, originale e ricchissima di prospettive. Essa si fonda su due elementi elettronici tipici: il diodo semiconduttore ed il trasformatore ad impulsi. Ambedue saranno noti al Lettore per le loro applicazioni nel campo delle tecniche radio e televisiva e trovano vasto uso anche nei radar e affini.

Il diodo semiconduttore, il tipico diodo al germanio, offre suggestive possibilità: capacità interna minima e tempo di restituzione molto ridotto garantiscono un funzionamento soddisfacente anche alle frequenze più levate; la mancanza di filamento riduce drasticamente la dissipazione termica e gli conferisce vita praticamente illimitata. Inoltre è di dimensioni decisamente minori del tubo termoelettrico e come non bastasse, più economico.

Naturalmente presenta anche dei difetti, che tuttavia la tecnologia costruttiva più avanzata è riuscita a contenere in limiti di sicurezza. I principali sono la dispersione delle caratteristiche, cioè la facilità con cui si può incontrare un diodo di caratteristiche molto diverse da quelle centrali di progetto, e la danneggiabilità qualora gli venga applicato un segnale eccessivo. Se il segnale è applicato nel senso di conduzione si determina, in virtù della bassa resistenza diretta, una sovracorrente che può anche far fondere parzialmente la pastiglietta di germanio; se invece si applica una sovratensione inversa eccessiva, essa produce la rottura della barriera di potenziale sede delle proprietà unidirezionali. In quest'ultimo caso il diodo risulta permanentemente affetto da forte corrente inversa o — talora — presenta fenomeni di viscosità elettrica per cui la corrente inversa a parità di tensione applicata varia lentamente nel tempo.

Un valore medio corrente della barriera di potenziale inverso o Barriera di Zener, è sui 60 ÷ 80 V., dipendendo dai processi tecnologici costruttivi e principalmente dalla dispersione delle impurità portatrici.

Per questa ragione molto raramente i calcolatori eletronici equipaggiati con diodi lavorano su impulsi maggiori di 40 ÷ 50 V; mediante l'ampiezza di questi si aggira sui 10 ÷ 30 V (contro i 100 ÷ 150 V delle forme d'onda dei flip-flop e circuiti connessi).

Il secondo elemento fondamentale della tecnica « impulsiva » è il Trasformatore di Impulsi. In linea di principio tale organo non è che un classico trasformatore a rapporto in discesa: volendo erogare un segnale su bassa impedenza ed essendo i tubi elettronici portati a funzionare meglio se caricati con impedenze relativamente elevate, è giocoforza adattare il carico mediante un trasformatore.

Nel nostro caso particolare esso deve offrire dei requisiti aggiuntivi perchè il tubo pilota (normalmente un pentodo) lavora in modo nettamente non lineare, perchè sovrapilotato, e quindi le violente aperture e chiusure della corrente anodica determinano fenomeni di autooscillazione (ringing), esattamente come accade nei trasformatori di uscita orizzontale dei televisori non smorzati dal relativo diodo.

Un pentodo erogante su trasformatore ad impulsi opportunamente studiato rappresenta una sorgente di forme d'onda impulsive ad impedenza interna bassissima (qualche decina od al massimo un centinaio di ohm), molto adatta per lavorare su circuiti a diodi.

Non è azzardato affermare che un moderno calcolatore elettronico è interamente costruito, per quanto riguarda i circuiti logici ed aritmetici, da reti di diodi pilotate da amplificatori-trasformatori d'impulsi. Macchine di tipo modesto ma con prestazioni abbastanza notevoli e già di uso corrente nei centri di automazione contabile, usano qualche centinaio di trasformatori ad impulsi pilotati con 6AQ5 e 6AM6 e tre-quattro mila diodi al germanio.

Questi calcolatori raggiungono una velocità di elaborazione da 5 a 10 volte superiore a quella delle macchine ad alta impedenza; usando memorie elettrodinamiche e magnetiche si reputa che il numero dei tubi termoelettronici venga ridotto di 4 ÷ 5 volte rispetto a questi ultimi. È presumibile che gli interventi di manutenzione si riducano pressapoco nello stesso rapporto, anche se si tien conto semplicemente dell'usura naturale dei tubi elettronici.

Fig. 1. - Circuito condizionatore.

Fig. 3. - Circuito mescolatore.

Fig. 2. - Rappresentazione simbolica del condizionatore a diodi.

Fig. 4. - Rappresentazione simbolica del mescolatore a diodi.

1. - CIRCUITI LOGICI FONDAMENTALI.

L'uso dei diodi dei moderni calcolatori si riassume nella ripetizione tante volte quanto occorra dei soli cinque tipi fondamentali di circuiti:

— Il mescolatore, od elemento « O » (in inglese: « Or »).
— Il condizionatore, od elementi « E » (in inglese: « And »).
— L'invertitore od elemento « No » (in inglese: « Not »).
— La matrice codificante.
— La matrice decodificante.

Tuttavia gli ultimi tipi di circuito, pur conservando sempre una fisionomia tipica, mutano configurazione pratica per adattarsi alle varie esigenze specifiche, mentre i primi due sono effettivamente elementi fondamentali ed invariabili. È motivo di incredulità per i non tecnici, che nutrono opinioni di estrema complessità nei confronti dei calcolatori elettronici, il fatto che un impiego intensivo e sapientemente combinato di soli cinque circuiti fondamentali possa realizzare processi logici od aritmetici, per sfociare nel funzionamento generale delle macchine più automatiche e razionali che mai l'uomo abbia creato.

In effetti la progettazione di queste « Reti Logiche » dei Calcolatori è un problema semplicemente ed essenzialmente matematico; esso può essere risolto senza l'intervento di nozioni di elettronica da uno specialista, con l'aiuto di una particolare branca delle Matematiche che va sotto il nome di Algebra Booleana.

Per questa ragione noi ci limiteremo qui a studiare i circuiti fondamentali dal punto di vista elettronico, salvo dare qualche breve ragguaglio su semplici quanto interessanti reti logiche di impiego fondamentali.

1.0. - Il Condizionatore.

Riprendiamo un istante in esame il funzionamento di un tubo a doppio comando, quale la tipica 6BE6 descritta nel precedente Articolo. Si era detto a suo tempo che il comportamento dei tubi a doppio comando è essenzialmente questo: consentire il passaggio di corrente anodica solo e solamente allorchè *ambedue* le griglie di comando accolgono un segnale positivo. In altre parole, si manifesta un segnale in uscita (corrente anodica) solo allorquando *e* l'una *e* l'altra griglia sono sottoposte a segnale entrante (impulsi positivi di tensione).

Se vengono applicati ai due ingressi impulsi di durata diversa, la corrente anodica fluisce solo per l'intervallo di tempo comune ai due impulsi.

È possibile realizzare un dispositivo che offra un comportamento analogo con soli diodi? Non solo è possibile, ma esso offre i vantaggi che sono già stati messi in luce, ai quali si deve aggiungere quello di poter funzionare con impulsi positivi o negativi, mentre il pentodo lavoro solo con impulsi positivi.

Nel gergo tecnico dei calcolatori elettronici il circuito prende il nome di Condizionatore, ovvero circuito « E », mentre sovente i tecnici nucleari usano il termine di « Circuito di Coincidenza ».

Tanto per fissare le idee, si voglia realizzare un condizionatore per impulsi positivi e precisamente per treni di impulsi con potenziale di riferimento a —10 V e creste a 0 V: situazione molto comune in macchine e circuiti sia europei che americani.

Si supporrà per il momento che la sorgente degli impulsi sia a resistenza interna estremamente bassa, trascurabile in prima approssimazione. Idealmente si può concepire un generatore di tal fatta mediante un commutatore che colleghi il morsetto d'uscita del generatore con la massa o col polo negativo di una batteria di fem 20 V: normalmente il commutatore è a riposo e collega il negativo con l'uscita; quando si vuol generare l'impulso il commutatore verrà deviato su massa per un tempo più o meno lungo, secondo la durata voluta dell'impulso.

Ciò premesso, passiamo ad esaminare il circuito di fig. 1.

I due diodi D_a e D_b, che per il momento sono stati indicati con simboli termoelettronici ma che in realtà sono steratronici, al germanio, hanno le placche connesse in comune ad una tensione 3 ÷ 5 volte più positiva del potenziale di riferimento dei treni d'impulsi: nell'esempio +70 V.

Se ambedue i catodi non ricevono impulsi, evidentemente essi giacciono a potenziale —20 V e quindi la tensione comune dei due anodi, se si suppone trascurabile la resistenza interna,

è pure essa di —20 V; attraverso R circola una corrente facilmente determinabile con la Legge di Ohm, e che praticamente si fissa sui 2 ÷ 5 mA imponendo ad R valori di 12 ÷ 30 kΩ.

Supponiamo ora di applicare un impulso all'ingresso A, cioè al catodo di D_a. Immediatamente esso diventa positivo rispetto all'anodo (il quale è bloccato a —20 V perchè D_b è in conduzione e pertanto la sua tensione di placca è identica alla tensione del catodo) ed automaticamente s'interrompe la connessione tra l'entrata A e l'uscita U.

Identico ragionamento vale quando si applica un impulso in B e non in A.

Adesso si supponga di portare a 0 V sia il catodo A che quello B, applicando due impulsi ai due ingressi: subito la tensione anodica segue quella catodica per livellarsi a 0V. In uscita U si manifesterà un impulso.

Fig. 5. - Circuito invertitore.

Concludendo, la tensione in uscita dipende dalla *contemporanea presenza* di impulsi su ambedue gli ingressi. Se associamo l'informazione elementare (detta «bit», abbreviazione di «binary digit») alla presenza d'impulso, il funzionamento del circuito può essere sintetizzato con la seguente tabellina-matrice

B \ A	O	I
O	O	O
I	O	I

U

la quale fornisce l'uscita U in funzione dei segnali d'ingresso A e B; si noti che i simboli O, I non hanno il significato delle cifre decimali 0,1 ma semplicemente quello di informazione binaria.

Lasciamo al Lettore il facile compito di verificare che il circuito condizionatore di fig. 1 funziona egualmente con treni di impulsi positivi ampi 20 V ergentisi su potenziale di riferimento zero.

Volendo lavorare su impulsi negativi occorre invece rovesciare la polarità dei diodi e della tensione di alimentazione.

Il circuito condizionatore ha enorme importanza perchè consente l'interruzione elettronica di un conduttore che trasmette un'informazione elettronica sotto forma di treni d'impulsi: è sufficiente sezionare il conduttore inserendo ai capi resisi disponibili i terminali A ed U di un condizionatore e comandare in B l'interruttore. Con i valori indicati e capacità parassite ragionevoli un interruttore a diodi chiude e rompe il circuito in frazioni di microsecondo.

Fig. 6. - Schema elettrico, simbolo e funzioni di un trasformatore rigeneratore.

Un secondo impiego fondamentale è quello di confrontare due treni d'impulsi: essi sono inviati in A B, ottenendo all'uscita U un terzo treno costituito da impulsi che segnalano ciascuno la coincidenza di due impulsi d'ingresso; il condizionatore diventa un vero elemento di rete logica.

Un terzo impiego notevole si va inviando su un ingresso un'onda rettangolare a frequenza molto elevata; l'uscita sarà zero sinchè non viene applicato sull'altro ingresso un segnale di durata notevole: allora il primo si ritroverà in uscita quale segnale modulato dal secondo.

In fine vi è la possibilità di «affettare» un segnale piuttosto lungo, presente su un ingresso, applicando sull'altro un impulso più breve.

Si può notare che queste applicazioni pratiche sono tutte riassunte con la constatazione basilare fatta inizialmente: la tensione in uscita dipende dalla *contemporanea* presenza di impulsi sui due ingressi. Tuttavia gli effetti pratici sopra presentati sono così diversi da caso a caso che non è stato inutile aver soffermato l'attenzione del Lettore su questi modi d'impiego.

Una ovvia e naturale estensione del circuito condizionatore a due ingressi è presentata in fig. 2 con un condizionatore a n ingressi. Anche ora l'impulso in uscita è condizionato alla presenza contemporanea di impulsi su *tutte* le n entrate. Per ragioni di ripartizione d'impedenza raramente vengono superati i 6 ingressi per singolo condizionatore.

In fig. 2 il condizionatore impiegante diodi al germanio è indicato con efficace notazione simbolica. L'omissione del resistore R (fig. 1) è giustificabile dal fatto che esso non interviene direttamente nelle funzioni logiche del circuito.

1.1. - Il Mescolatore.

In fig. 3 è disegnato un circuito a diodi apparentemente eguale al precedente condizionatore, in effetti di funzionamento totalmente diverso: basta notare che il resistore R è collegato ad una fem. negativa (dello stesso ordine di grandezza della precedente), che i diodi ora hanno polarità rovescia ed i loro catodi, anzichè gli anodi, sono in comune.

Ferma restando l'ipotesi di pilotare il circuito con treni impulsivi di fase positiva, ampiezza 20 V e tensione base —20 V, esaminiamo anche ora i tre casi di funzionamento.

— Se nessun segnale è applicato la tensione di uscita evidentemente coincide con il potenziale base d'ingresso.

— Un impulso è ora applicato ad uno dei due anodi: il catodo relativo, e di conseguenza anche l'altro, viene immediatamente tirato sù a 0 V. Il diodo che non riceve l'impulso resta interdetto perchè la tensione placca-catodo è negativa. All'uscita U compare l'impulso applicato od all'ingresso A od all'ingresso B.

— Se infine due impulsi sono applicati contemporaneamente ai due ingressi A, B, a maggior ragione l'uscita U li ricopia.

Concludendo, questo circuito fornisce un'uscita purchè sia presente un segnale, non importa su quale ingresso: perciò è detto *Mescolatore*.

Le applicazioni particolari più importanti del mescolatore sono due: fornire un treno d'impulsi per sovvrapposizione di due treni distinti; isolare due circuiti logici nel senso di impedire ad un treno impulsivo che procede in una direzione di reagire su circuiti a monte.

Analogamente a quanto fatto per il condizionatore, il funzionamento del Mescolatore può essere descritto con una tabellina-matrice:

B \ A	O	I
O	O	I
I	I	I

U

e, sempre procedendo nelle analogie, il mescolatore a due ingressi può essere esteso ad n ingressi (praticamente n non supera mai 6).

Il funzionamento non cambia: un impulso che si presenti, solo o concomitante con altri, su un qualunque ingresso è accettato e trasmesso all'uscita.

La notazione simbolica per il mescolatore è presentata in fig. 4 e consente in unione con la notazione di fig. 2 l'immediata valutazione della *funzione logica* svolta dai diodi. Incidentalmente menzioniamo il termine matematico usato per indicare rispettivamente le funzioni del condizionatore e del mescolatore di impulso: intersezione — o prodotto logico — ed unione — o somma logica. Ambedue questi termini compendiano matematicamente, secondo i principi dell'Algebra Booleana, le proprietà descritte dalle due tabelle — matrici sopra presentate.

1.2 - L'Invertitore ed il Rigeneratore d'Impulsi.

Definiti nel paragrafo precedente i due circuiti fondamentali a diodi che formano per così dire i mattoni dell'edificio logico del calcolatore, resta ancora da affrontare l'esame del terzo elemento logico, di impiego meno frequente ma assolutamente indispensabile: l'Invertitore, od elemento «No». La descrizione astratta della relativa funzione è molto semplice: la forma d'onda presente all'ingresso dell'invertitore è rovesciata di fase ossia, con terminologia meno astratta, se all'ingresso è presente il potenziale-base (—20 V), l'uscita dell'invertitore eroga 0 V (valore di cresta dell'impulso) e viceversa.

In termini logici, l'invertitore che riceve un impulso d'informazione (bit) lo elimina all'uscita e viceversa, se non è presente all'ingresso alcuna informazione, eroga un bit in uscita.

L'organo elettrico che compie in modo tipico l'inversione di una forma d'onda è il tubo amplificatore termoelettronico, triodo o pentodo, nel circuito classico «catodo a massa». In determinate circostanze (forme d'onda di periodo molto minore dela costante di tempo caratteristica del quadripolo equivalente) anche il semplice trasformatore a nucleo ferromagnetico assolve lo stesso compito.

In fig. 5 è indicato lo schema di principio di un invertitore impiegante un doppio triodo, di cui la prima sezione V_b ha il doppio compito di ristabilire i livelli di potenziale prefissi, aiutata in ciò dai due diodi sfioratori D_1 e D_2, e di erogare la forma d'onda con impedenza sufficientemente bassa.

Per quanto riguarda il trasformatore, disgraziatamente la pratica ha mostrato che questo elemento non lavora in modo soddisfacente, a causa delle induttanze e capacità parassite, se non è pilotato da un pentodo. L'inconveniente più sentito è la sovraoscillazione per induttanza dispersa e capacità parassita, ad ogni transitorio per fronte o retro d'impulso. Inoltre le perdite del circuito magnetico e del rame deformano ed attenuano l'impulso, pregiudicando il funzionamento delle reti a diodi che lo seguono e che per la loro natura passiva lamentano già lo stesso inconveniente.

Le tecniche più progredite tendono allora ad accoppiare la funzione di rigenerazione degli impulsi con quella esclusivamente logica di inversione, utilizzando un trasformatore opportunamente studiato pilotato da un pentodo ad alta perveanza, munito di due secondari eguali, l'uno dei quali eroga un treno eguale a quello d'ingresso ma con impulsi migliorati per ampiezza e forma; l'altro eroga lo stesso treno rigenerato, ma invertito di fase. Nella terminologia specializzata il primo è detto treno «reale», o «diretto», ed il secondo, treno «barra».

La notazione usualmente impiegata nell'algebra booleana per indicare l'inversione di una funzione è infatti la pralineatura, o barratura, della funzione stessa.

L'insieme pentodo rigeneratore e trasformatore d'impulsi assume un ruolo molto importante nella costituzione del calcolatore.

Distribuito lungo le reti a diodi ne compensa le attenuazioni e ne riduce le interazioni; inoltre poichè esso eroga in diretto ed in barra, molte volte gli schemi logici riescono semplificati da una sua accorta disposizione. Questo perchè sovente l'impiego liberale di segnali barra riduce il numero dei mescolatori e condizionatori.

Un esempio classico di trasformatore d'impulsi completo di pentodo rigeneratore è presentato in fig. 6. Il circuito è abbastanza convenzionale, fatta eccezione per l'impiego dei diodi limitatori in uscita, i quali servono a definire esattamente i livelli degli impulsi rigenerati e che non sono strettamente indispensabili.

Il trasformatore propriamente detto è costituito da un piccolo nucleo di permalloy a laminazione extrafine, o di ferroxcube, munito di un primario di qualche centinaio di spire e di due secondari con rapporto in discesa. L'ordine di grandezza del rapporto di trasformazione e dell'induttanza primaria è funzione di molti parametri, primi tra i quali la frequenza di funzionamento, le caratteristiche del pentodo pilota e l'impedenza media del carico.

Fig. 7. - Semisommatore binario.

Fig. 8. - Comparatore binario.

Le perdite del nucleo e degli avvolgimenti devono essere tali da smorzare al critico il circuito oscillante formato dalle capacità parassite e dall'induttanza dispersa.

Il fatto di conglobare in un solo organo il rigeneratore ed il trasformatore-invertitore non deve essere considerato una complicazione ma una sintesi conveniente. Del resto la stessa situazione si presenta nell'uso dei tubi elettronici: per esempio un circuito condizionatore che faccia uso di un tubo 6BE6 non è in fondo semplicemente un condizionatore, perchè i segnali positivi applicati in griglia diventano di fase negativa in placca, ossia sono invertiti. Quindi la rappresentaezione logica di quel circuito elettronico deve comprendere un condizionatore seguito da un invertitore: anche ora si passa sotto silenzio la rigenerazione, che anzi in questo caso è un'amplificazione, degli impulsi trattati.

1.3 - Due esempi di reti a diodi.

Allo scopo di offrire al Lettore qualche esempio illustrativo di rete a diodi, si suppone di voler creare un *Semisommatore Binario*, ossia un circuito munito di due ingressi A, B e di due uscite S, R, tale che sia capace di ese-

guire la somma binaria di due numeri di un solo bit:

B \ A	O	I	
O	O	I	S
I	I	O	

B \ A	O	I	
O	O	O	R
I	O	I	

Si ricorda che le due tabelle-matrici precedenti compendiano le seguenti situazioni aritmetiche binarie:

$$O + O = O\ I$$
$$I + O = O\ \ I$$
$$O + I = O\ \ I$$
$$I + I = I\ \ O$$
$$(A)\ (B)\ (R)\ (S)$$

In fig. 7 è indicato lo schema teorico logico del semisommatore binario. Esso è formato da due condizionatori E_1 ed E_2, un mescolatore O_1 ed un invertitore N. Per convincersi che esso effettivamente soddisfa le proposizioni statilite, basterà applicare ai due ingressi tutte le configurazioni possibili e seguire l'elaborazione sino alle uscite S, R.

Se $A = O$ e se $B = O$, ossia se nessun impulso è applicato agli ingressi, evidentemente $R = O$, $S = O$.

Se $A = I$ e se $B = O$, cioè se entra un solo impulso in A, il condizionatore E_1 non darà nulla in P_1, per cui $R = O$; però O_1 lascierà passare l'impulso in P_2 e l'invertitore N fornirà in uscita P_3 un impulso. Quindi E_2 risponde, fornendo $S = I$.

Data la simmetria degli ingressi, lo stesso ragionamento vale per $A = O$ e $B = I$.

Infine se $A = I$ e $B = O$, il condizionatore E_1 risponde; l'impulso che ne esce in P_1 darà $R = I$ ed ecciterà N, il quale constatando un impulso in ingresso non darà nulla in uscita P_3. Siccome O_1 risponde con un impulso, E_2 non dà nulla in uscita S, perchè sui suoi due ingressi è presente un solo impulso.

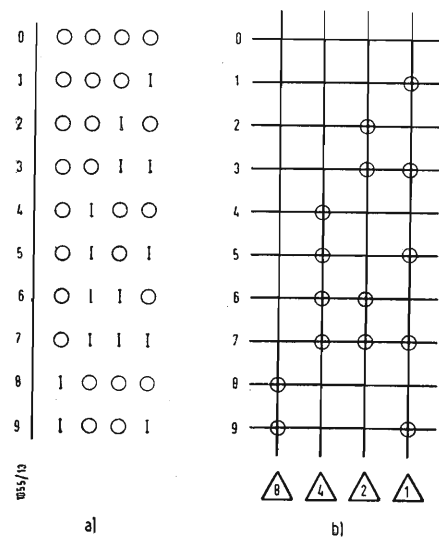



Fig. 9. - Matrice logica.

Non rimane che concludere che il circuito di fig. 7 risponde effettivamente ai requisiti richiesti.

Combinando opportunamente due semisommatori binari con qualche altro mescolatore e condizionatore si realizza un *Sommatore Binario*, ossia un circuito capace di fornire sequenzialmente tutte le cifre che nascono dalla somma di due numeri binari qualsivoglia.

Poichè tutte le operazioni aritmetiche si possono ricondurre ad una successione di somme, è facile comprendere sin d'ora che il sommatore binario è il cuore del calcolatore elettronico perchè è lui solo che esegue, a velocità estremamente elevata, *tutte* le operazioni di calcolo.

Le prestazioni squisitamente automatiche dei calcolatori elettronici sono dovute non tanto alla grande velocità di calcolo, ma sopratutto alla facoltà della macchina di *prendere decisioni*. Prendere decisioni significa esaminare un certo risultato di calcolo ed in base all'esito dell'esame svolgere un determinato calcolo piuttosto che un altro. Per esempio, qualunque macchina per modesta che sia è in grado di confrontare due numeri e di riconoscere se essi sono eguali o diversi.

Ci proponiamo ora di illustrare al lettore il funzionamento dell'organo che compara successivamente nel tempo le cifre binarie costituenti i due numeri, applicate ai suoi due ingressi A, B.

Questo organo, *Comparatore*, è provvisto di un'uscita che emetterà un'impulso solo allorquando ai suoi due ingressi si presentano due bit eguali (due impulsi o due assenze d'impulso). La tabella-matrice di funzionamento è quindi la seguente:

B \ A	O	I	
O	I	O	U
I	O	I	

ed il circuito logico che la realizza è indicato in fig. 8.

Come al solito, controlliamone il funzionamento presentando all'ingresso le quattro possibili combinazioni.

Se $A = O$, $B = O$ si ha in P_1 nessun impulso; l'invertitore procurerà un impulso in P_3 che O_2 accetta e trasmette in uscita.

Se $A = I$, $B = I$, il mescolatore O_1 invia ad N un impulso che da luogo ad un « non impulso » in P_3. Ma E_1 accetta i due impulsi all'ingresso, li trasferisce in P_2 e di qui O_2 li invia in uscita.

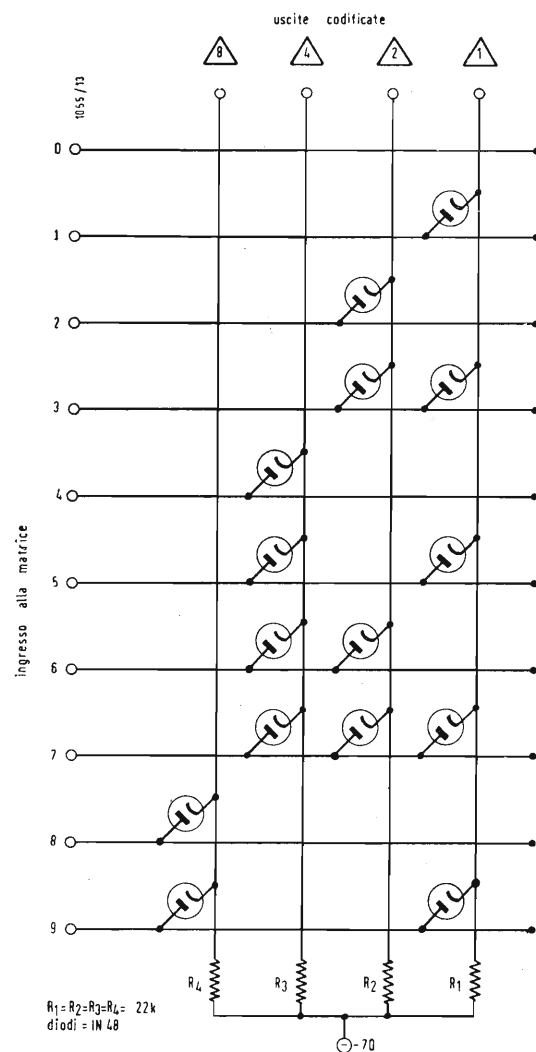



Fig. 10. - Matrice codificante a diodi.

Se invece ad uno degli ingressi si presenta un impulso ed allo altro no, E_1 rifiuta, l'invertitore non risponde perchè in P_1 giunge l'impulso presente su uno dei ingressi e quindi non si ha uscita.

La tabella-matrice è quindi soddisfatta.

Con criteri analoghi si possono creare circuiti logici che analizzino le diseguaglianze od effettuino confronti qualsiasi.

La combinazione di circuiti di confronto con sommatori ed opportuni registri di memoria consente infine l'esecuzione di operazioni complesse quali la moltiplicazione e la divisione.

1.4 - Le matrici codificanti.

Una generalizzazione di grandissimo interesse dei circuiti mescolatori e condizionatori è offerta dalle cosiddette Matrici di Codifica e Decodifica.

Il lettore rammenterà sicuramente i concetti informatori della numerazione binaria, esposti nel primo articolo di questa serie, per cui a ciascun numero espresso in forma decimale corrisponde un numero binario, formato da sole cifre binarie.

Se ci limitiamo a considerare i numeri di una cifra, si può stabilire una tabellina in cui a ciascuna cifra decimale corisponda la relativa traduzione binaria, composta da quattro bits, come indicato in tab. 9-a. Le quattro colonne della porzione destra della tabella rappresentano i quattro « pesi » binari coi quali si compongono i numeri binari corrispondenti: 1, 2, 4, 8. Nella fig. 9-b sono disegnate quattro colonne, corrispondenti ai quattro pesi binari a 10 righe, una per ciascuna delle 10 cifre decimali.

Intersecando ciascuna riga con le quattro colonne ne risulta un reticolo: i circoletti che sono disegnati a taluni nodi del reticolo stanno ad indicare che il peso rappresentato dalla colonna entra nella composizione del numero binario corrispondente alla cifra decimale associata a quella riga.

Per esempio, la riga 5 ha un circoletto al nodo con la colonna 1 e con la colonna 4: infatti la cifra 5 in binario suona 0101.

Il procedimento per cui, assegnata una cifra decimale si determina l'equivalente binario si dice *Codifica;* l'inverso si dice *Decodifica*.

Sul piano elettronico codificare una cifra decimale significa far corrispondere ad un impulso percorrente un certo circuito, una configurazione di impulsi distinti su un altro circuito: per il caso particolare di codifica binaria che si sta trattando, ad un impulso in arrivo su una delle righe della « matrice logica » di fig. 9-b, occorre far corrispondere 4 impulsi sulle relative colonne.

Sempre per seguire l'esempio di sopra, un impulso « digit » sulla 6a. riga avente valore decimale 5, deve « sganciare » un impulso (bit) sulla seconda colonna, di peso 4, ed un impulso sulla quarta colonna, di peso 1.

Ammettendo che gli impulsi di cifra in ingresso abbiano impedenza minima, la matrice elettronica teorica corrispondente alla matrice logica di fig. 9-b è indicata in fig. 10.

Essa è molto semplicemente costruita da tanti circuiti mescolatori quante sono le colonne. Ciascuno dei quattro mescolatori ha tanti ingressi quanti ne vuole la rete logica.

È facile controllare che ciascun codice decimale di riga, o digit, determina la codificazione voluta. Ad esempio il digit 5 in arrivo sulla 6a. riga sotto forma di impulso positivo alza la tensione di placca del diodo inserito sulla colonna del peso 4, per cui gli altri tre diodi della stessa colonna sono tagliati fuori, impedendo la trasmissione dell'impulso digit nelle righe 4, 6, 7. Naturalmente il bit di peso 4 si manifesta ai capi del resistore R_3, da dove verrà prelevato per le successive elaborazioni.

Identico comportamento si ripete per la colonna di peso unitario, per la quale sono tagliati fuori i diodi di ri-

(il testo segue a pag. 239)

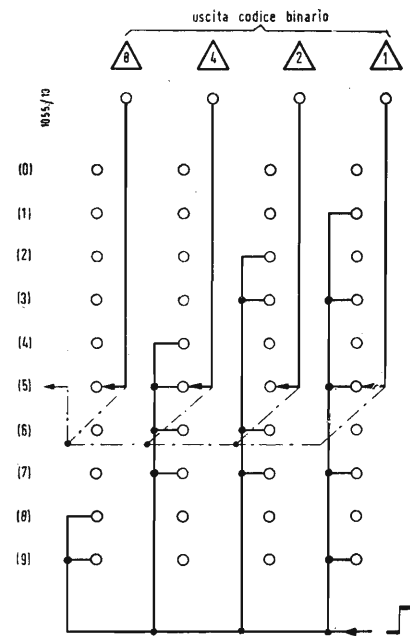



Fig. 11. - Matrice logica.

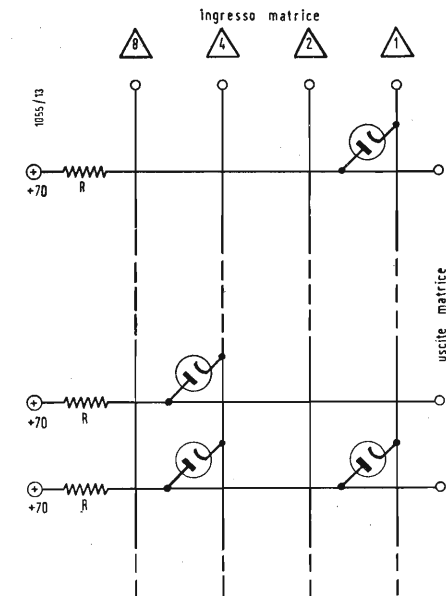



Fig. 12. - Matrice decodificante incompleta.

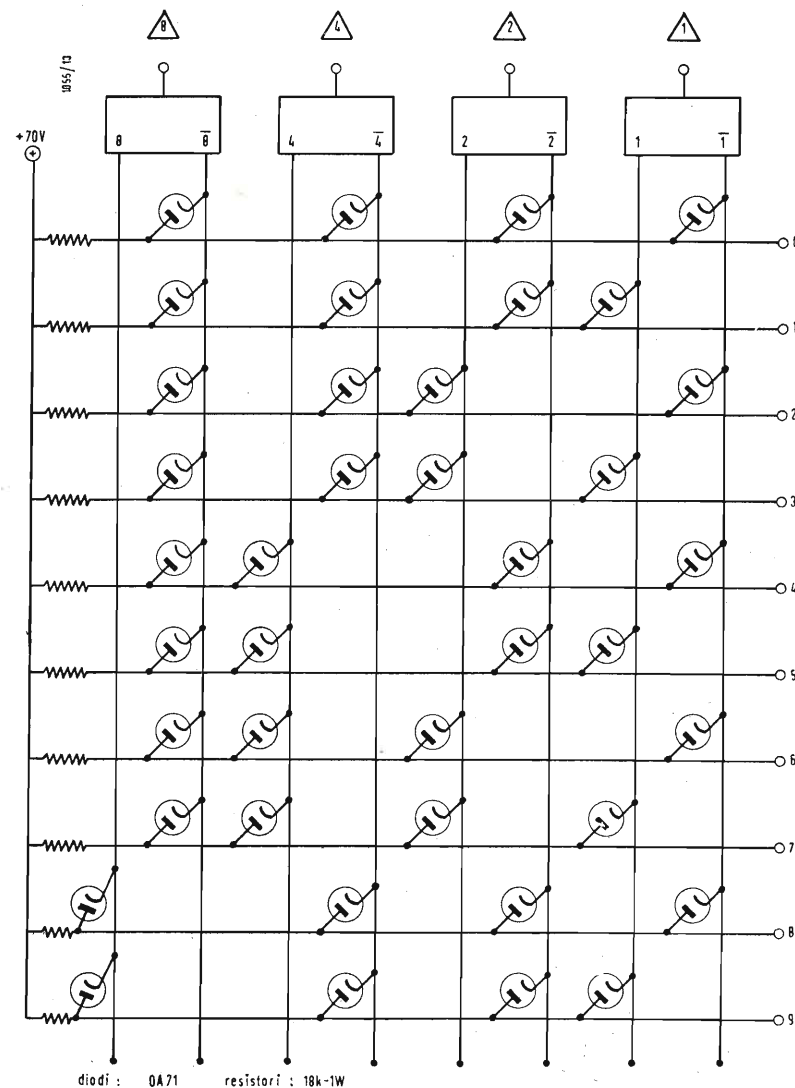



Fig. 13. - Matrice decodificante completa.

Novità in Campo Radio e TV alla XXXVI Fiera Campionaria di Milano

QUEST'ANNO il settore della Elettronica alla Fiera di Milano ha assunto un'importanza veramente degna di rilievo.

Per due ragioni.

Anzitutto l'interessantissima Mostra organizzata dal Governo statunitense al Palazzo delle Nazioni era in prevalenza basata sulle più recenti applicazioni dell'elettronica al benessere dell'umanità.

In questa Mostra, che è stata visitata da centinaia di migliaia di persone d'ogni classe e nazionalità, i tecnici TV hanno potuto osservare in piena funzione un registratore magnetico di programmi TV. Veniva effettuata la ripresa televisiva di una parte del pubblico presente mediante una normale telecamera. Tale ripresa della durata di qualche minuto, riprodotta in « diretto » da quattro grandi schermi TV in vista del pubblico, veniva poi arrestata e dopo qualche secondo lo stesso pubblico si rivedeva ancora sui medesimi schermi, questa volta dalla registrazione su nastro magnetico effettuata dallo speciale apparato AMPEX. La qualità delle immagini provenienti dalla registrazione magnetica era eccellente ed in ogni modo praticamente identica in tutto a quella diretta osservata qualche minuto prima.

È interessante notare che il nastro magnetico usato per tale registrazione è del tipo normale in plastica, alto però 50 mm (anzichè 6 mm come abitualmente per le registrazioni sonore); inoltre la sua velocità di movimento è assolutamente normale come nei comuni registratori di musica.

La particolarità saliente del sistema usato per la registrazione video risiede nel fatto che l'esplorazione del nastro da parte della testina magnetica, non viene effettuato longitudinalmente come di consueto, ma bensì trasversalmente.

Inoltre in luogo di una unica testina magnetica ne vengono usate quattro montate a distanze uguali lungo il bordo circolare di un disco metallico del diametro di circa 6 cm ruotante ad elevata velocità. Si viene in tal modo a realizzare una forte velocità di esplorazione trasversale del nastro, necessaria per ottenere una registrazione utile di frequenze sino ai 4 MHz.

Al padiglione 33 solitamente dedicato al settore radio elettronico si è riaffermata la tendenza dell'adozione sempre più diffusa dei transistori nei radioricevitori anche non direttamente portatili. La qualità e la potenza sonora oggi ottenibile con ricevitori a transistori alimentati da qualche batteriola a secco da 6 a 9 V, sono assolutamente paragonabili a quelle di normali radioricevitori a corrente alternata.

Un'altra interessante constatazione nel campo dei radioricevitori è quella relativa al decisivo affermarsi della modulazione di frequenza: la maggioranza dei radioricevitori consente oggi la ricezione a scelta della MA (modulazione d'ampiezza in onde medie) e della MF (modulazione di frequenza in onde ultracorte).

Ciò indubbiamente è dovuto al grande impulso che la RAI ha dato alle emissioni MF, servendo largamente il territorio nazionale con numerosi trasmettitori. Occorre però notare a proposito delle ricezioni in MF che purtroppo non si ottengono sempre tutti quei vantaggi (principalmente eliminazione dei disturbi) propri di questi sistema. Ma ciò non è imputabile a deficienza del sistema o tanto meno del ricevitore: è dovuto invece all'errato uso del ricevitore stesso, che andrebbe sempre collegato ad un'antenna appropriata, meglio se installata sul tetto o su un balconcino esterno.

Senza l'impiego di un'antenna sintonizzata sulla gamma della MF (91÷98 MHz) il ricevitore non può esplicare la sua azione di soppressione dei disturbi, anzi ne accusa più che nella MA. Il concetto della necessità di adozione dell'antenna esterna per gustare realmente le ricezioni in MF, si va però facendo strada negli utenti radiofonici tanto più che sono apparse sul mercato (ed erano anche esposte in Fiera) delle ottime antenne per MF di ingombro e prezzo molto ridotti; da segnalare una efficientissima antenna circolare intelligentemente realizzata da un noto costruttore nazionale.

Nel campo dei televisori sono da segnalare due differenti tendenze: primo, l'adozione sempre più diffusa dei tubi catodici a 110° con conseguente riduzione della profondità del mobile. Secondo, la produzione di televisori a schermo piccolo (14 pollici ed anche meno) a prezzo ridotto, che consentono una diffusione capillare della TV anche presso i ceti meno abbienti. Naturalmente questi televisori a schermo piccolo, si prestano anche per versioni portatili e come 2° televisore in una casa ove vi è già un televisore da 21 pollici o più, difficilmente trasportabile da una camera all'altra.

Dal lato tecnologico costruttivo si è notata la decisa tendenza all'adozione sia per la radio che per la TV, dei circuiti stampati che assicurano la massima uniformità della produzione.

Qualche Ditta ha presentato anche dei modelli riunenti in un unico mobile un televisore, un radioricevitore ed un giradischi: trattasi per lo più di riesumazioni di antiche realizzazioni agli albori della TV e poi cadute in disuso.

Nel campo professionale sono da segnalare diverse ottime realizzazioni di complessi di TV per riprese in circuito a scopo commerciale od industriale.

Una interessante innovazione della Fiera di Milano è stata quella della creazione del nuovo Salone Componenti Radio-TV ove erano raggruppati tutti i produttori di materiali e pezzi staccati impiegati nelle radio-costruzioni o nelle radio-installazioni.

In tale Salone molto ordinato, con « stands » di tipo unificato, trovavano posto, condensatori, resistenze, tubi elettronici, altoparlanti, gruppi selettori, stabilizzatori, antenne, cavi, minuterie, ecc.

Prima di chiudere questa rapida rassegna della Radio-TV alla Fiera di Milano, è doveroso segnalare la prima presentazione ufficiale al pubblico delle U.H.F.

È questa una gamma di frequenza della TV ancora sconosciuta in Italia, ma diffusissima già da parecchi anni negli U.S.A.

Allo scopo di preparare i costruttori alle prossime trasmissioni televisive sulle U.H.F. di un secondo programma TV (ed anche per consentire il moltiplicarsi dei ripetitori senza creare dannose interferenze nella attuale gamma delle V. H. F.) la R. A. I. ha già in funzione da qualche tempo dei piccoli trasmettitori su frequenze intorno ai 550 MHz a Milano e Roma.

Infatti alla Fiera di Milano abbiamo potuto osservare delle ottime antenne e dei gruppi convertitori di costruzione nazionale per l'adattamento degli attuali televisori alle ricezioni su U.H.F.

A. BANFI

Nuovi Progressi nella Trasformazione Diretta di Energia Nucleare in Elettricità

Da diversi anni sono in corso nei laboratori privati dell'industria elettronica statunitense e in quelli governativi della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ricerche tendenti a permettere la trasformazione diretta dell'energia nucleare in elettricità, parallelamente alla costruzione degli impianti elettro-nucleari alimentati da reattori nucleari.

Mentre nel settore delle centrali elettronucleari le incertezze iniziali sono cadute in seguito ai continui progressi raggiunti e l'unico problema che sussiste è rappresentato dalla produzione di energia elettrica a costi convenienti rispetto a quella prodotta con gli impianti ordinari, nell'altro campo i progressi sono piuttosto lenti, ma non per questo meno promettenti.

L'importanza della conversione diretta delle radiazioni nucleari in energia elettrica utilizzabile potrà forse essere valutata maggiormente per mezzo di un riesame delle caratteristiche di funzionamento dei reattori a fissione nucleare. I generatori, gli scambiatori di calore, ed altri dispositivi occorrenti per la trasformazione dell'energia prodotta in un reattore nucleare in energia elettrica concorrono per oltre la metà del costo complessivo di una centrale atomica dei tipi in progetto o in costruzione. Il motivo è semplice: le centrali elettronucleari, oltre a comportare apparati atomici molto più costosi dei normali apparati termici a nafta o a carbone, necessitano degli stessi generatori, scambiatori di calore e turbine degli impianti ordinari.

Inoltre, soltanto il 25 per cento dell'energia disponibile nella fissione nucleare entro il reattore è destinata a raggiungere effettivamente la rete elettrica di distribuzione. È appunto la prospettiva di portare questa percentuale a valori notevolmente maggiori, nonchè di ridurre sensibilmente il costo degli impianti elettronucleari, che costituisce la base per gli studi in corso sulla conversione diretta dell'energia nucleare in elettricità.

Sinora sono stati realizzati diversi procedimenti per la conversione delle radiazioni in energia elettrica, tra cui, ben noti, quelli basati sull'impiego di termocoppie e di « batterie » nucleari.

Nel campo delle « batterie » nucleari, numerose sono le industrie private negli Stati Uniti che si occupano del problema. Il procedimento più promettente sinora ideato è dovuto ai laboratori della Radio Corporation of America (RCA), ma sono notevoli le sue limitazioni attuali, data la scarsità di radioisotopi in grado di emettere radiazioni dotate di carica.

Nella batteria della RCA un elettrodo provvede alla semplice raccolta delle particelle dotate di carica emesse da una fonte di radiazioni, quali lo stronzio-90, il cobalto-60 od il nichel-63. Le radiazioni beta emesse da questi radioisotopi non sono in grado di fornire tensioni e correnti di entità tale da giustificarne la costruzione per vaste applicazioni elettriche ed elettroniche. Peraltro, quando saranno disponibili maggiori quantitativi di questi radioisotopi, come sottoprodotti delle centrali elettronucleari, i risultati non potranno mancare di farsi sentire specialmente per quanto riguarda alcune applicazioni nei controlli elettronici, che necessitano di correnti a basso potenziale e di piccola intensità.

Come è noto, la prima dimostrazione pratica della possibilità di trasformare le radiazioni in una corrente elettrica risale al 1913, con il generatore di Moseley; in esso, la fonte disponeva di una carica addizionale positiva, per effetto dell'emissione di raggi beta.

Un altro tipo di batteria, denominata a semiconduzione, si avvale del principio della moltiplicazione degli elettroni per la produzione di elettricità dai radioisotopi. L'elettricità è generata dalle particelle beta ad alta energia emesse dallo stronzio-90 ed adoperate per bombardare un giunto di silicio positivo-negativo del formato di un pisello, derivante dalla unione di due tipi speciali di silicio semiconduttore. Le particelle che bombardano il giunto estraggono elettroni dalle molecole, provocando una corrente elettrica.

Il giunto positivo e negativo produce circa 200.000 elettroni lenti per ciascun elettrone ad alta velocità che lo investe, in modo da sviluppare un potenziale di circa un milionesimo di volt. La batteria, che è all'incirca grande quanto un dito ha una considerevole durata e sviluppa una corrente elettrica in grado di provocare un segnale udibile in un ricevitore telefonico.

La batteria a termopila adopera una serie di termocoppie in grado di trasformare il calore prodotto nella disintegrazione di un radioisotopo. La batteria contiene una certa quantità di polonio-210 racchiuso in una piccola capsula e posto a contatto coi giunti « a caldo » di 40 termocoppie. I giunti a freddo sono invece disposti all'esterno del recipiente. Dato che si verifica nelle due saldature dei metalli della termocoppia una considerevole differenza di temperatura ne deriva una forza elettromotrice molto debole. L'efficienza della batteria può essere valutata al 2 per mille.

Qualche mese fa, il Laboratorio Ricerche della General Electric Company di Schenectady (New York) ha ideato un metodo del genere per la trasformazione del calore prodotto nella fissione nucleare dei reattori in elettricità, senza alcun ricorso a generatori, scambiatori di calore e turbine.

Il metodo è stato ideato dal dott. Volney C. Wilson, del Reparto Ricerche sulle Ceramiche della GEC, uno dei 42 scienziati che il 2 dicembre 1942, sotto la guida di Enrico Fermi, prese parte all'esperimento con la prima pila atomica che portò alla reazione a catena.

Il congegno che consente la trasformazione è denominato « convertitore termojonico » e consta di due elettrodi di metallo, uno dei quali è mantenuto ad una temperatura relativamente bassa, mentre il secondo è esposto ad una temperatura di circa 1200° C. Il calore estrae dal metallo gli elettroni, particelle elettriche fondamentali dotate di carica negativa. Questi elettroni, fatti passare attraverso un conduttore metallico, determinano una forza elettromotrice.

I convertitori termojonici sono la somma originale di diversi principi scientifici noti. I due elettrodi, racchiusi in un dispositivo a forma di valvola, sono mantenuti a temperature diverse. L'adozione di un nuovo principio nella progettazione degli elettrodi, di materiali nuovi, di un ambiente gasoso entro il recipiente, ha permesso di ottenere una corrente più efficiente di elettroni di quelle riscontrate in precedenza in congegni del genere. I convertitori hanno già permesso di trasformare oltre l'8 per cento dell'energia termica sviluppata nella fissione nucleare entro i reattori in energia elettrica.

Una differenza notevole tra il nuovo convertitore termojonico e la termocoppia è rappresentata dal fatto che nel congegno del Dott. Wilson i metalli sono separati da un gas a pressione molto bassa. Vi è una corrente elettrica tra gli elettrodi, ma vi è un afflusso inferiore di calore che attraversa il metallo. In tal modo, gli elettrodi possono trovarsi a temperature diverse, mentre l'efficienza del procedimento è molto maggiore in seguito alla riduzione dello spreco del flusso termico. Questo lascia intravvedere, secondo quanto ritengono i tecnici della General Electric, un ulteriore aumento del rendimento del processo di trasformazione dell'energia termica in elettrica sino ad un valore del 30 per cento.

(u.s.)

Un apparecchio a circuito chiuso aiuta la cura radioattiva.

Un apparecchio televisivo Marconi a circuito chiuso viene usato in un ospedale londinese per facilitare il trattamento di radio-terapia profonda dei pazienti. L'equipaggiamento viene usato in unione a un complesso per il trattamento al telecesio presso l'Ospedale Marsden e permette che la cura venga effettuata tenendo a distanza sotto osservazione il paziente. In questa maniera dottori e radiografi sono salvaguardati contro l'eccesso di radiazioni che può produrre effetti dannosi.

L'osservazione del paziente è necessaria durante questo tipo di trattamento poichè un fascio di raggi gamma viene accuratamente diretto sulla regione colpita. È pertanto importante che questa regione venga tenuta in una posizione fissa relativamente al fascio poichè il movimento anche di 1 cm in una qualsiasi direzione renderebbe il trattamento inutile.

La parte componente televisiva è stata progettata in modo che nessuna particolare abilità è richiesta per il suo funzionamento. La camera impiegata è la Marconi 1" Vidicon tipo BD 835 e l'installazione funziona in base a un sistema a 625 linee. *(u.b.)*

Centro elettronico.

Un gruppo di società britanniche di prodotti dell'elettronica ha costituito un « centro elettronico britannico » che nei prossimi 12 anni organizzerà mostre in varie parti d'Europa nell'intento di vendere i propri prodotti.

La prima di queste mostre si tenne lo scorso aprile a Hannover, in Germania. Il gruppo avrà un proprio marchio di registrazione ed ha assunto il nome ufficiale di Electronic Components Centre (Great Britain) Ltd. L'industria elettronica ha compreso che può meglio servire i propri interessi sui mercati internazionali unendo le proprie forze. *(u.b.)*

Mostra nazionale britannica della radio e televisione.

Una nuova dimostrazione del continuo progresso nel campo della radio, della televisione e dell'elettronica in genere sarà data dalla prossima Mostra Nazionale Britannica della Radio e della Televisione che, sotto il patrocinio del Radio Industry Council, avrà luogo alla Earls Court, Londra, dal 26 agosto al 6 settembre di quest'anno. Lo spazio di questa Mostra tanto popolare verrà esteso per dare maggiore evidenza alla riproduzione sonora ad alta fedeltà e alle registrazioni tanto su dischi che su nastro.

In aggiunta agli ultimi modelli di ricevitori radio e TV di radiogrammofoni e di riproduttori, il visitatore potrà ispezionare, e in alcuni casi far funzionare, varie attrezzature « professionali ». Queste includeranno tutte le apparecchiature che contribuiscono a formare un sistema di distribuzione TV a due canali e a tre canali ad altissima fedeltà, e che, installate nella Sala di Controllo del Radio Industry Council, alimenteranno due programmi TV e tre sonori per le centinaia di ricevitori funzionanti nella Earls Court.

Durante il 1957 l'industria radiotecnica britannica ha esportato per oltre 43 milioni di sterline. Tale totale supera dell'8% quello del 1956.

(u.b.)

La dispersione in mare delle scorie dei reattori nucleari.

Un rapporto scientifico redatto dalla Commissione sugli effetti delle radiazioni atomiche nei settori dell'oceanografia e del patrimonio ittico, dell'Accademia Nazionale statunitense delle Scienze, mentre afferma che non è ancora possibile accertare l'entità delle scorie dei reattori nucleari che potranno essere riversate negli oceani, esclude che l'impiego in studi sperimentali di quantitativi dell'ordine di alcune tonnellate all'anno delle scorie in questione possa presentare alcun pericolo.

Le conclusioni del rapporto si basano su dati di fatto raccolti durante oltre due decenni di ricerche svolte dall'Accademia e da altre organizzazioni private e governative.

Dopo una premessa sulla necessità di raccogliere più accurate e vaste cognizioni su molti fenomeni marini, al fine di disporre di una base sufficientemente precisa per prevedere quanto potrà avvenire in una determinata regione per effetto della dispersione in mare delle scorie dei reattori, il rapporto propone uno studio accurato dei seguenti problemi, nell'ambito di un programma a lunga scadenza:

1) Ricerche fondamentali sul moto turbolento degli strati oceanici superiori, in rapporto al problema della dispersione delle scorie in corrispondenza degli strati superficiali del mare.

2) Circolazione negli strati intermedi e profondi delle acque degli oceani e compilazione di carte speciali sulle correnti profonde.

3) Velocità media dello scambio di acqua tra gli strati superiori e quelli profondi, al fine di accertare il tempo di « ritenuta » dei materiali disciolti che sono stati depositati sul fondo. Si ravvisa la necessità di disporre di dati quantitativi come base di valutazione per stabilire l'ammontare di scorie atomiche che potranno essere depositate, senza pericolo, in determinate regioni dei mari profondi.

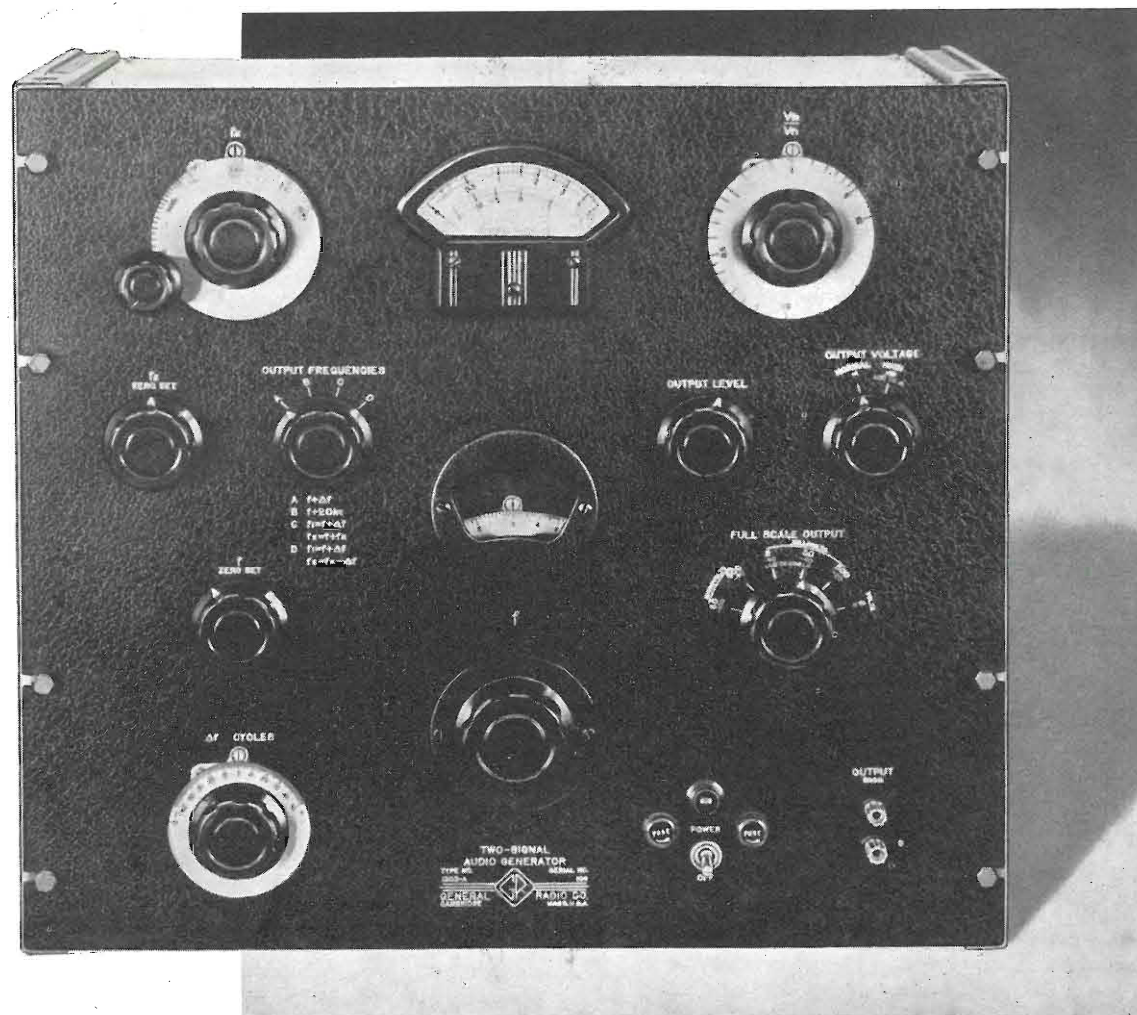
4) Processi di sedimentazione, che rappresentano un meccanismo importante per la rimozione delle scorie atomiche dall'acqua degli oceani. Ricerche al riguardo saranno necessarie al fine di ottenere i tempi medi di permanenza nel mare di differenti elementi prima che si depositino sotto forma di sedimenti sul fondo marino.

5) Effetti degli organismi marini nel modificare la distribuzione e la circolazione degli elementi nel mare.

6) Quantità degli elementi radioattivi depositati in circostanze diverse nel mare che si prevede possa essere assorbita dagli organismi marini utilizzati nell'alimentazione, tempo di permanenza in questi organismi degli elementi e quindi, entità della concentrazione.

7) Effetti delle radiazioni atomiche sulle popolazioni di organismi marini, con particolare riguardo per quelli delle acque profonde che potrebbero venire in contatto con elevate concentrazioni di elementi radioattivi, nel caso della dispersione in mare di grandi quantità di scorie.

Pur non ravvisando motivi di preoccupazione per quanto riguarda il passato, il rapporto sottolinea la necessità di adoperare per il futuro adeguate cautele, dato che l'umanità è alle soglie di un colossale sviluppo dell'industria atomica.

(u.s.)

Un Generatore di Doppio Segnale per Analisi di Intermodulazione*

E' uno strumento d'interesse professionale, adatto per misure di controllo della risposta nelle gamme 20 ÷ 40.000 Hz e per l'analisi della distorsione armonica di intermodulazione.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

NELL'ESAME degli strumenti di misura che quasi ogni mese conduciamo sulle pagine di questa Rivista abbiamo passato in rassegna tutta una serie di strumenti di caratteristiche sempre più spiccatamente professionali. Questo che qui descriviamo, il 1303-A della General Radio, chiude così in bellezza, la serie relativa agli apparati di misura destinati all'analisi dei complessi di qualità per bassa frequenza.

L'intermodulazione e la distorsione armonica oltre che la linearità di risposta sono infatti i fattori determinanti di ogni serio collaudo. Lo strumento che presentiamo si presta appunto come generatore per il controllo della risposta nelle gamme 20 ÷ 40.000 Hz ed per l'analisi della distorsione armonica e dell'intermodulazione secondo le due norme fondamentali la SMPE e la CCIF.

Per l'analisi della distorsione armonica si presta anche uno strumento da noi già recensito nei numeri scorsi della Rivista; il generatore di bassa frequenza per punti 1301-A sempre della General Radio.

Nei prossimi numeri contiamo invece di descrivere il noto analizzatore d'onda 736-A con filtro a cristallo.

1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO.

1.0.1. - Campi di frequenza coperti.

gamma A : 20 ÷ 20.000 Hz;
gamma B : 20 ÷ 40.000 Hz;
gamma C : miscuglio di due frequenze, una f_1 nella gamma 20 ÷ 20.000 Hz e una seconda f_2 più elevata di frequenza di un ammontare fisso che può variare nell'intervallo tra 0 e 10.000 Hz. Al variare di f_1 la differenza di frequenza resta costante;
gamma D: miscuglio di due frequenze una compresa nel campo dai 20 ai 20.000 Hz ed una seconda nel campo dai 20 ai 10.000 Hz.

Il comando principale di frequenza (a sinistra sul fronte dello strumento) reca incisa una scala da 20 a 20.000 Hz. L'andamento di scala è logaritmico con uno sviluppo di circa 30 cm ed un angolo di rotazione di 240 gradi (80 per ogni decade di frequenza).

1.0.2. - Comandi di frequenza.

Il comando di incremento di frequenza è inciso da — 50 a + 50 Hz di scala.

Un comando di frequenza ausiliario (a destra sul fronte dello strumento) è tarato da 0 a 10.000 Hz di scala con circa 180 gradi di rotazione. L'andamento di scala è lineare da 0 fino a 500 Hz e logaritmico dai 500 Hz in su.

1.0.3. - Precisione di frequenza.

Eseguendo correttamente l'azzeramento di battimento a mezzo del comando incorporato, la precisione del comando principale è del ± 1 % + 0,5 Hz.

La precisione del comando di incremento di frequenza è di ± 1 Hz.

Il comando ausiliario di frequenza consente invece una precisione del ± 3% + 10 Hz.

1.0.4. - Stabilità di frequenza.

Lo scarto di frequenza partendo con apparecchiatura fredda è inferiore ai 7 Hz nella prima ora e viene completato nel giro di due ore al massimo.

1.0.5. - Attenuatore di uscita.

In sei passi da 0 a 100 dB con una precisione del ± 1% sull'attenuazione nominale.

1.0.6. - Comandi di uscita.

Per ogni passo di attenuazione la tensione di uscita può venir variata con continuità da zero alla massima tensione. Con uscita per doppia frequenza il rapporto di ampiezza tra i due segnali può venir variato con continuità da 0,2 a più di 10 a mezzo di un apposito comando calibrato.

1.0.7. - Tensione di uscita.

L'uscita contrassegnata NORMAL fornisce una tensione di uscita con comando fondo scala, a circuito aperto di 50 μV, 500 μV, 5 mV, 50 mV, 500 mV, 5 V.

L'uscita contrassegnata da HIGH fornisce una tensione di uscita con comando fondo scala, a circuito aperto da 500 μV a 50 V. Se l'uscita si riferisce ad un doppio segnale di diversa frequenza la tensione indicata è la somma delle tensioni relative alle due frequenze.

Le variazioni della tensione di uscita al variare della frequenza sono contenute entro i seguenti limiti:
Gamma A e frequenza f_1 nella gamma C e D: nel campo dai 20 ai 20.000 Hz la tensione di uscita varia entro ± 0,25 dB.
Gamma B tra 20 e 35.000 Hz la tensione di uscita varia di meno di ± 0,3 dB. Essa cade di 1 dB a 40 kHz.
Gamma C frequenza f_2: tra i 20 e 20.000 Hz la tensione di uscita varia di meno di ± 0,3 dB. Essa sale di 0,75 dB a 30 kHz.

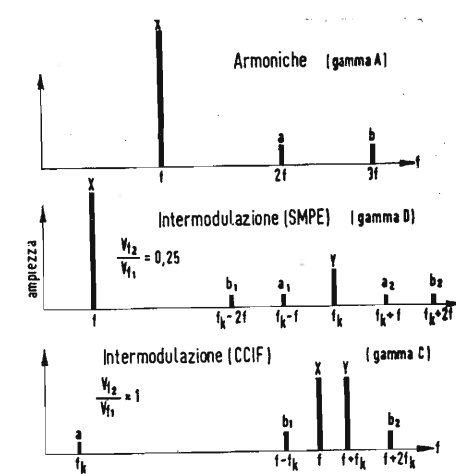



Fig. 1. - Spettro dei componenti di distorsione non lineare.

Gamma D frequenza f_2: tra i 20 e 10.000 Hz la tensione di uscita varia di meno di ± 0,25 dB. Il voltmetro di uscita è tarato in volt di uscita a circuito aperto ed in decibel. Dino ad un 10% del fondo scala, la lettura permette una precisione del ± 5%.

1.0.8. - Impedenza e potenza di uscita.

L'impedenza di uscita è di 600 Ω vesistivi ± 2%. La potenza di uscita per l'uscita NORMAL è di 10 mW massimi. Per l'uscita HIGH la potenza sale a 1 W. Tali valori sono naturalmente intesi per chiusura sull'impedenza caratteristica.

1.0.9. - Distorsione armonica e da intermodulazione.

Per l'uscita NORMAL la percentuale di distorsione totale è inferiore al 0,25% dai 100 agli 8000 Hz. Sotto ai 100 Hz la percentuale di armoniche aumenta fino allo 0,5% in corrispondenza dei 50 Hz. Per l'uscita HIGH la percentuale di distorsione totale è inferiore all'1% dai 100 agli 8000 Hz. Sotto i 100 Hz tale percentuale sale fino al 2% in corrispondenza dei 50 Hz.

Per l'uscita NORMAL la percentuale di distorsione non viene influenzata dall'impedenza di carico. Per l'uscita HIGH questo si verifica solo per il passo di attenuazione zero. La posizione del comando di attenuazione non ha alcun effetto sulla percentuale di distorsione. L'intermodulazione misurata secondo il CCIF è la seguente:

la distorsione quadratica e cubica per frequenze sopra 100 Hz e per differenze di frequenze superiori a 100 Hz è inferiore al 0,15% per l'uscita NORMAL e meno del 0,5% per l'uscita HIGH;

l'intermodulazione misurata secondo le norme SMPE è la seguente:

la radice quadrata della somma dei quadrati delle distorsioni quadratiche e cubiche di f_1 tra 1000 15.000 Hz è meno del 5% per l'uscita NORMAL e meno del 3½ sull'uscita HIGH.

1.0.10. - Rumore di fondo.

Il rumore di fondo è inferiore al l'0,1% della tensione di uscita.

1.0.11. - Alimentazione.

Da 105 a 125 V, da 210 a 250 V 50 ÷ 60 Hz, con una potenza di 135 W.

1.0.12. - Valvole impiegate.

4 – 6SL7GT	1 – 6J5
3 – 6SA7	1 – 6H6
2 – 6V6GT	1 – 5B4GY
2 – 6SN7GT	1 – 6Y6 – G
1 – 6SJ7	1 – 0D3/VR150

2. - I METODI DI MISURA DELLE PERCENTUALI DI DISTORSIONE.

Per la misura della distorsione armonica lo strumento viene impiegato come sorgente di segnale a bassa distorsione. Allo scopo è preferibile impiegare il segnale proveniente dall'uscita NORMAL in quanto essa permette il minimo di distorsione (circa 0,25%). Se si ricorre all'uscita contrassegnata con HIGH l'impedenza di carico non dovrà essere inferiore al limite ai 600 Ω.

Occorrerà naturalmente impiegare un analizzatore d'onda od un distorsiometro in accoppiamento con il nostro strumento, collegati all'uscita del circuiti sotto controllo. Per il controllo delle percentuali di intermodulazione si possono seguire due diversi criteri di misura.

Uno è quello definito e reso « Standard » dalla « Society of Motion Picture Engineers » da cui è derivata la sigla SMPE. Secondo questo sistema di misura la distorsione da intermodulazione viene espressa in termini di modulazione di un segnale di frequenza elevata da un altro di frequenza più bassa.

Quest'ultimo viene di solito applicato all'apparato sotto misura con un'ampiezza pari a quattro volte quella del segnale di frequenza elevata.

(*) Il generatore per analisi di intermodulazione, tipo 1303-A, é costruito dalla Ganeral Radio Co., rappresentata in Italia dalla Ditta ing. S. & dr. Guido Belotti, Milano.

Il secondo metodo permette invece la misura analizzando i segnali di frequenza pari alla differenza delle due impiegate per i segnali di controllo dell'apparato. Questi sono di uguale ampiezza e di solito differiscono dai 30 ai 400 cicli.

Questo criterio di misura è stato consigliato dal Comitato Consultivo Internazionale Telefonico e viene di solito contraddistinto dalla siglia CCIF.

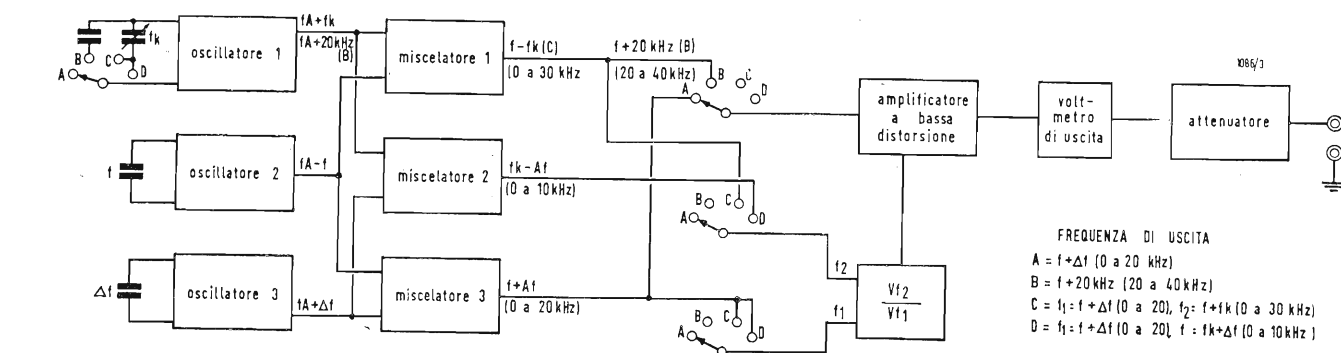
3. - MODALITÀ DI IMPIEGO PER LA MISURA DELLE PERCENTUALI DI INTERMODULAZIONE.

In fig. 1 abbiamo riportato uno specchietto delle frequenze di prova e dello spettro dei prodotti di modulazione che ne può derivare. In ordinata è riportata l'ampiezza relativa dei segnali di prova **e** delle frequenze risultanti per distorsione armonica ad intermodulazione, mentre in ascissa è riportata la frequenza dei segnali.

Cominciando dall'alto verso il basso il primo diagramma fornisce un'indicazione dello spettro di frequenze armoniche prodotto per distorsione della forma d'onda di un segnale di frequenza f. Si ha un segnale in fondamentale di ampiezza x (frequenza f) e sono indicate la seconda ($2f$) e la terza armonica ($3f$) con segnali di ampiezza rispettivamente a e b, in tal caso la distorsione quadratica (di 2ª armonica) è data dal rapporto:

$$\frac{a}{x}$$

termini della serie Taylor	frequenza dei componenti il segnale distorto		
1° ordine (lineari)	f^* $f + f_k^*$		
2° ordine (quadratici)	f_k	$2f^\#$ $2f + f_k$ $2f + 2f_k^\#$	
3° ordine (cubici)	$f - f_k$ f^* $f + f_k^*$ $f + 2f_k$	$3f^\#$ $3f + f_k$ $3f + 2f_k$ $3f + 3f_k^\#$	
4° ordine (quartici)	f_k $2f_k$	$2f - f_k$ $2f^\#$ $2f + f_k$ $2f + 2f_k^\#$ $2f + 3f_k$	$4f^\#$ $4f + f_k$ $4f + 2f_k$ $4f + 3f_k$ $4f + 4f_k^\#$
5° ordine (quintici)	$f - 2f_k$ $f - f_k$ f^* $f + f_k^*$ $f + 2f_k$ $f + 3f_k$	$3f - f_k$ $3f^*$ $3f + f_k$ $3f + 2f_k$ $3f + 3f_k^\#$ $3f + 4f_k$	$5f^\#$ $5f + f_k$ $5f + 2f_k$ $5f + 3f_k$ $5f + 4f_k$ $5f + 5f_k^\#$

* frequenze dei toni fondamentali
\# frequenze delle armoniche dei toni fondamentali

e quella cubica (di 3ª armonica) dal rapporto:

$$\frac{b}{x}$$

Facendo riferimento al secondo diagramma (intermodulazione misurata con sistema SMPE) se un segnale di frequenza f e ampiezza x modula un segnale di frequenza f_k ed ampiezza y (di solito $y/x = 0{,}25$ vale a dire ampiezza del segnale modulante pari a 4 volte quella del modulato) si hanno dei prodotti di modulazione di frequenza $f_k - 2f$ (ampiezza b_1), $f_k - f$ (ampiezza a_1), $f_k + f$ (ampiezza a_2), $f_k + 2f$ (ampiezza b_2).

In questo caso la distorsione quadratica da intermodulazione è resa dall'espressione:

$$\frac{a_1 + a_2}{y}$$

e quella cubica dall'espressione:

$$\frac{b_1 + b_2}{y}$$

Nel terzo diagramma di fig. 1 lo spettro relativo ai prodotti un intermodulazione misurati secondo il CCIF riporta: i due segnali di ampiezza x e y e di frequenza rispettivamente f e $f + f_k$ che vengono immessi all'entrata dell'amplificatore sotto misura ed il segnale f_k (ampiezza a) e $f - f_k$ (ampiezza b_1), $f + 2f_k$ (ampiezza b_2).

Con questo secondo sistema di misura la distorsione quadratica in termodulazione è resa dell'espressione:

$$\frac{a}{x + y}$$

e quella cubica dall'espressione:

$$\frac{b_1 + b_2}{x + y}$$

Chiariti questi particolari relativi allo spettro di frequenza che si presentano caso per caso possiamo ora parlare dei procedimenti di misura relativi.

La misura della distorsione armonica non presenta difficoltà particolari. È sufficiente impiegare un analizzatore d'onda (classico e molto conosciuto il 763A della General Radio) oppure un analizzatore di distorsione totale.

La misura delle percentuali di intermodulazione è invece molto più complessa. Gli strumenti più impiegati sono gli analizzatori per intermodulazione RA1257 della Western Electric od il TI-402 della Altec Lansing. Questi due ultimi strumenti misurano la percentuale di distorsione da parte di un segnale di bassa frequenza su di un segnale di frequenza molto più elevata. Le frequenze impiegate sono con ciò limitate dalle condizioni di lavoro dei filtri della apparecchiatura.

Fig. 2. - Schema semplificata dello strumento.

Con l'analizzatore d'onda 763-A come d'altra parte con qualsiasi altro tipo di voltmetro selettivo non si hanno praticamente limiti alle condizioni di misura entro la banda acustica di frequenze qui considerata. Seguendo il sistema della SMPE si procede ad esempio come segue:

— Si commuta il comando OUTPUT FREQUENCIES su D.
— Si pone f_k pari a 2000 Hz regolando il comando relativo.
— Si pone f a 40 Hz regolando pure la manopola per la corrispondente lettura di scala.
— Si pone il comando OUTPUT LEVEL su 0,25 (o su altra condizione di lavoro a piacere).
— Si applica il segnale di uscita ai morsetti di entrata dell'apparato sotto controllo.
— Si collega il carico stabilito ai morsetti di uscita dell'apparato sotto misura.
— Si collegano i morsetti di uscita all'analizzatore d'onda.

Letti i valori di ampiezza della bande laterali prodotte, nel nostro caso per le frequenze 1920 — 1960 — 2040 — 2080 Hz, come percentuali del valore di y è possibile esprimere il valore della percentuale di intermodulazione SMPE espresso in percentuale di y secondo l'espressione:

$$\sqrt{(a_1 + a_2)^2 + (b_1 + b_2)^2}$$

Dato che il comando f_k può fornire al massimo i 10 kHz la funzione dei due comandi di frequenza f ed f_k può venir scambiata. In tal caso il comando di uscita OUTPUT LEVEL va regolato sul valore 4 anzichè su 0,25.

Nel caso invece della misura secondo il CCIF.

— Il comando OUTPUT FREQUENCIES viene commutato su C.
— Il comando OUTPUT LEVEL regolato su 1.
— Il comando f_k viene regolato sulla differenza di frequenza che si desidera tra x e y (sia ad esempio 400 Hz).
— Si regola il comando di f sulla frequenza desiderata. Nel nostro caso sia ad esempio 1000 Hz.
— Si collega lo strumento con l'uscita NORMAL all'entrata dell'apparato sotto controllo.
— Si collega l'uscita dell'apparato sotto misura (dopo averla chiusa sull'impedenza di carico adatta) all'analizzatore d'onda.
— Si sintonizza l'analizzatore d'onda su f (1000 Hz) e si regolano i comandi fino ad ottenere una lettura sul 50 delle portate da 100 mV fondo reale.
— Si sintonizza ora l'analizzatore sui 400 Hz e senza ritoccare i comandi si misura direttamente la percentuale di distorsione rispetto alla somma di $x + y$ (la prima lettura è stata appunto regolata sul valore di 50 in centro scala dato che $x = y$).
— Regolando il comando di f è ora possibile controllare la percentuale quadratica di distorsione per tutte le frequenze dai 500 ai 20 kHz senza ritoccare la sintonia dell'analizzatore dato che la differenza di frequenza resta costante in 400 Hz. La gamma di C è infatti particolarmente studiata per questo scopo.
— Secondo quanto indicato nel terzo diagramma di fig. 2 è poi possibile determinare le percentuali di distorsione cubica.

In una tabella a parte abbiamo riportato le componenti della distorsione espressi in termini della quinta potenza della serie di Taylor. Su di questa tabella ci si può basare per ricavare con l'analizzatore d'onda i componenti superiori della distorsione da intermodulazione.

4. - LO SCHEMA ELETTRICO.

Data la complessità dell'apparato conviene fare riferimento più che altro allo schema semplificato di fig. 2.

Come è possibile notare le varie frequenze di uscita per le varie bande sono ricavate per battimento da tre generatori base che fanno capo a tre distinti miscelatori.

La prima banda di lavoro (0 ÷ ÷ 20.000 Hz) fa così capo al miscelatore 3 che a sua volta ricava i segnali dall'oscillatore 2 e 3.

La banda B da 20 a 40.000 Hz utilizza invece l'oscillatore 1 ed il 2 che fanno capo al primo miscelatore.

Questi due primi campi di frequenza permettono il funzionamento dello strumento come generatore dai 20 ai 40.000 Hz.

Gli altri due campi il C ed il D utilizzati invece per la misura della intermodulazione fanno capo all'amplificatore di uscita a bassa distorsione tramite un dosatore che permette di regolare i rapporti di tensione tra le due frequenze di lavoro. All'uscita dell'amplificatore a bassa distorsione è disposto un voltmetro ed un attenuatore.

Lo schema di fig. 3 fornisce ogni dettaglio del circuito. Le sezioni oscillatrici sono costituite da un doppio triodo 6SL7; un triodo permette una stabile oscillazione in circuito ECO mentre il secondo lavorando come trasferitore catodico permette un'uscita su bassa impedenza utilissima per evitare accoppiamenti spuri tra i vari cavi che portano le tre frequenze ai miscelatori.

I tre stadi di conversione sono costituiti da tre tubi miscelatori con grado di polarizzazione variabile a mezzo di due potenziometri che regolano sia la caduta di tensione catodica e quindi la polarizzazione di griglia controllo, che quella della griglia di iniezione (g_3).

L'uscita da ogni circuito di mescolazione è convenientemente filtrata dei prodotti « somma » di battimento nonchè delle frequenze stesse che vengono fatte battere fra loro nel circuito. Dai circuiti di filtro con cavetti schermati si va al commutatore OUTPUT FREQUENCIES che seleziona la bande di lavoro scegliendo le frequenze più adatte, come abbiamo visto.

Le gamme A e B alimentano direttamente l'amplificatore a debole distorsione mentre per le bande C e D viene interposto un circuito di dosatura costituito da un doppio triodo le cui sezioni vengono collegate come amplificatrici di catodo (catode followers). Sulle due griglie infatti pervengono i due segnali per la misura della intermodulazione mentre è dal circuito catodico che viene ricavato, sempre con cavo schermato e sempre su relativamente bassa impedenza, il circuito con le due frequenze opportunamente dosate come livello.

Il dosaggio è consentito da un potenziometro disposto tra i catodi del doppio triodo. Ogni segnale viene infatti ottenuto da un circuito composto dai 50 kΩ del potenziometro e da una impedenza di non più di 5-600 Ω realizzata dal circuito catodico della sezione triodo che amplifica di catodo.

È così facile realizzare tutta una serie di rapporti di miscelazione da 0,1 a 10 ed oltre. È questo il circuito più originale nella sua semplicità, di tutto lo strumento.

Il resto del circuito è abbastanza convenzionale. Un triodo fornisce una certa preamplificazione. Per ridurre l'impedenza del circuito di entrata esso viene fortemente controreazionato di corrente.

Il doppio triodo seguente provvede all'inversione di fase che comanda il pilotaggio dei due pentodi finali. La controreazione viene prelevata dal circuito anodico e non dal secondario del trasformatore di uscita. Da entrambe le placche delle finali in controfase parte così un circuito di controreazione che si chiude ai catodi dei triodi di inversione di fase. Il comando di livello di uscita OUTPUT LEVEL è realizzato secondo un noto circuito molto conosciuto con un doppio potenziometro che permette così un carico costante di uscita all'amplificatore di potenza.

Dal comando di livello va ad un gruppo di attenuazione dell'OUTPUT VOLTAGE che, introducendo un grado minore o maggiore di controreazione permette una tensione di uscita corrispondente maggiore o minore.

Segue il gruppo di attenuazione « Full scale output » che porta ai morsetti di

uscita sbilanciata da 600 Ω.

La tensione di uscita viene misurata con un voltmetro a valvola costituito dal solito doppio triodo bilanciato funzionante in circuito a ponte in c.c. con forte controreazione catodica. Un doppio diodo permette di rivelare il segnale che deve eccitare in c.c. la griglia di uno dei triodi e di permettere un corretto bilanciamento, nel circuito a ponte, dei potenziali di estrazione dei diodi. Il circuito di alimentazione è pure del tutto convenzionale: il solito stabilizzatore di tensione continua per i primi stadi con il pentodo finale ad alta conduttanza 6Y6 è controllato di griglia dalla solita valvola ad alta impedenza di placca 6SJ7 a sua volta stabilizzata di catodo del tubo al neon OD3.

Si ottiene così una stabilità notevole della tensione di uscita ed una ridottissima impedenza di alimentazione (qualche ohm), condizione indispensabile, in un apparato, così complesso, per evitare gli inneschi e l'eccesso di rumore di fondo.

La tensione anodica dell'amplificatore finale (dato che il circuito è molto meno critico anche per l'elevato grado di controreazione) è però ricavata da un normale alimentatore previo conveniente filtraggio del residuo di rettificazione.

In ogni caso si lavora in classe A e quindi sono tutti del tipo RC condizione questa adottata non del certo per economia quanto per evitare il flusso disperso che potrebbe dar luogo a pericolose induzioni di rumore di fondo nel trasformatore di uscita.

L'alimentazione in alternata prevede al solito l'entrata a 110 e 220 Vc. a. con i due avvolgimenti primari disposti in serie od in parallelo. È previsto un doppio interruttore sul primario e due condensatori da 10.000 pF di filtro per i disturbi.

Per qualsiasi altra informazione sono a disposizione di chi, tramite la Rivista, mi vorrà chiedere ulteriori dati su questa notevole realizzazione.

A

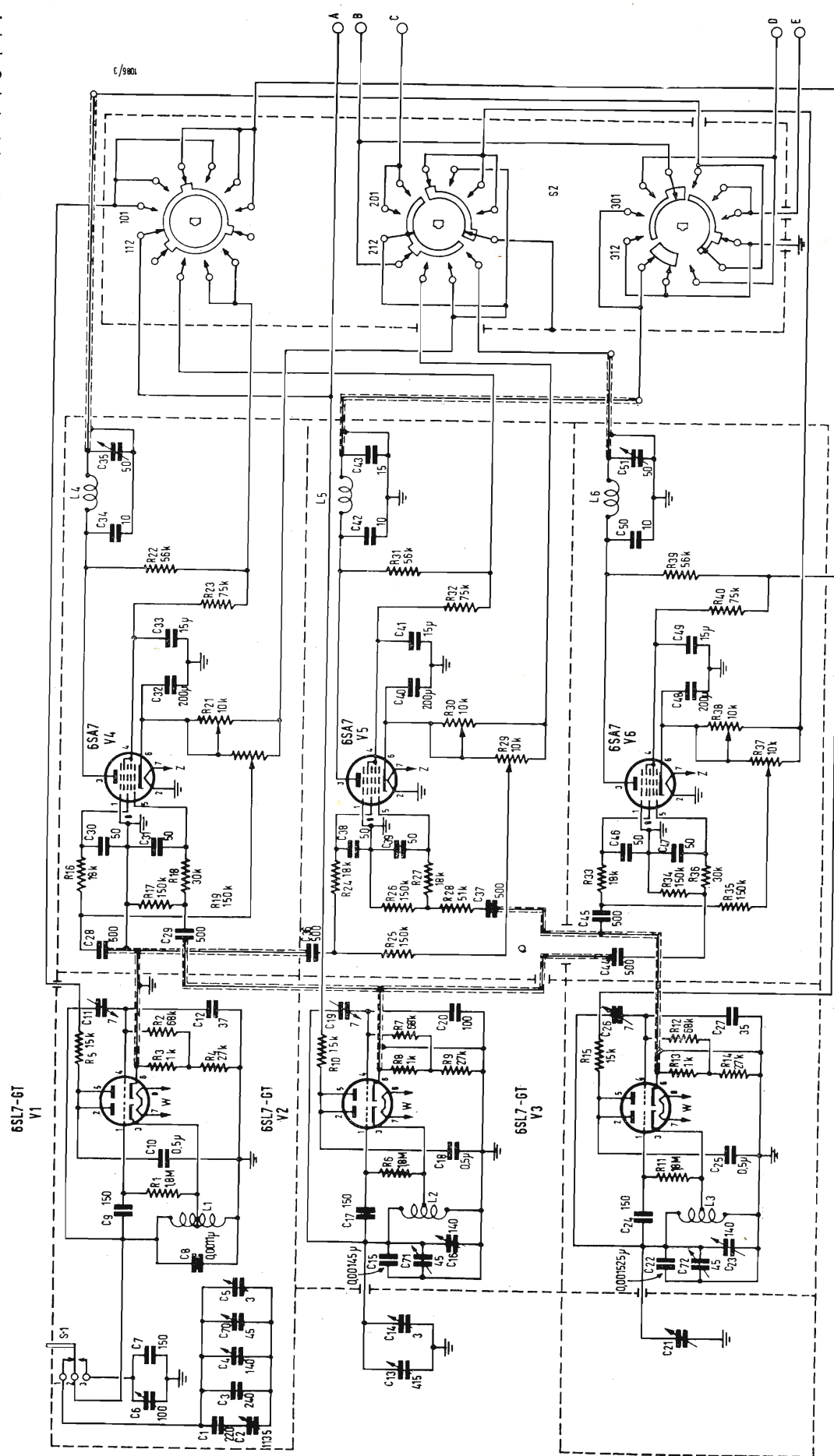
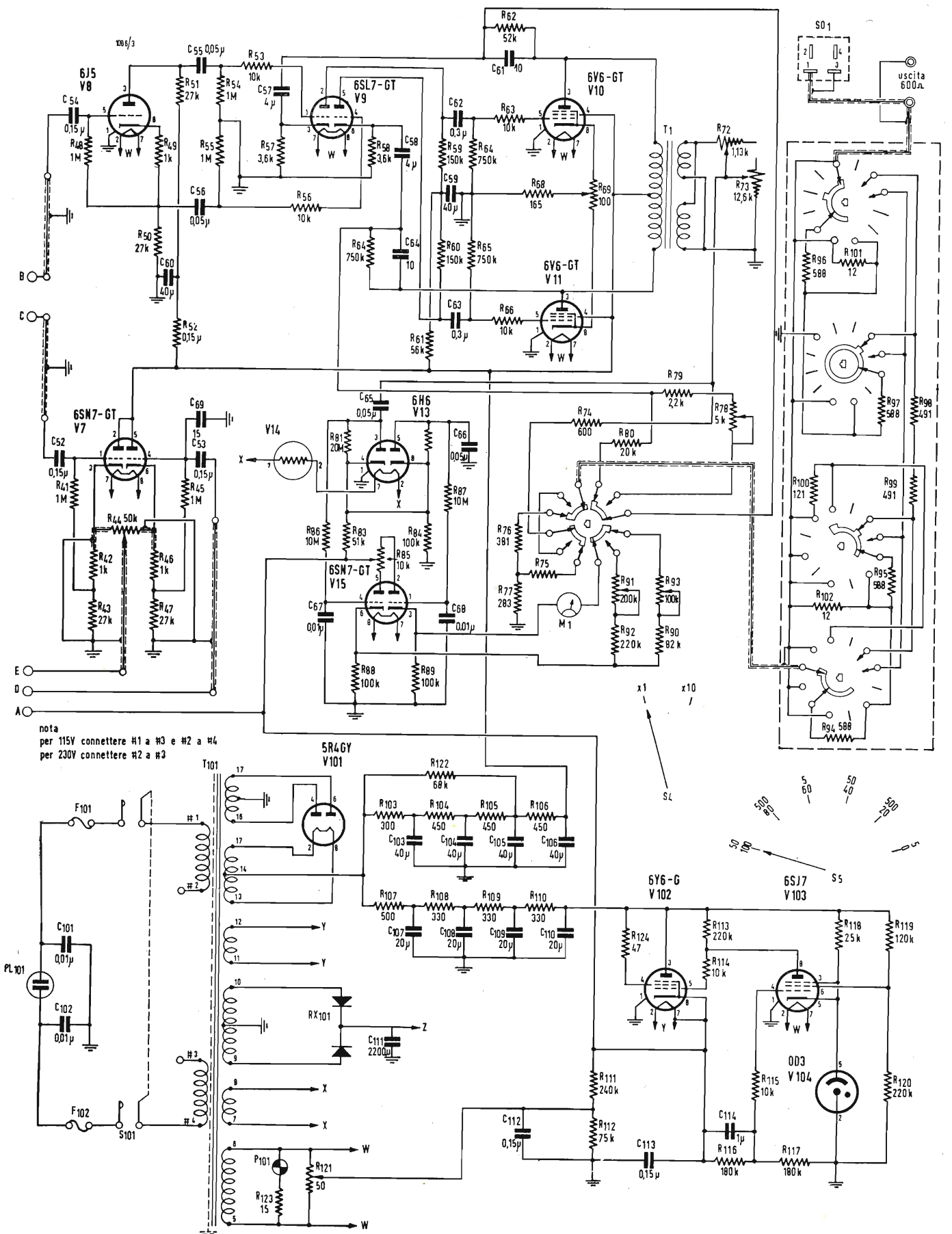



Fig. 3. - Schema elettrico quotato del generatore di doppio segnale per analisi di intermulazione, tipo 1303-A

notiziario industriale

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E CRITERI DI PROGETTAZIONE DEI COMPONENTI PER IMPIANTI DI ALTA FEDELTA'

Considerazioni sui Criteri di Progettazione degli Altoparlanti

In questa seconda parte dell'articolo sui criteri di progettazione degli altoparlanti, l'A. dopo alcune note introduttive di carattere generale sugli altoparlanti illustra il comportamento dell'altoparlante magneto-dinamico al variare delle frequenze e fornisce i particolari relativi alle misure sugli stessi.

(parte seconda di due parti)

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

8. - GENERALITÀ SUGLI ALTOPARLANTI.

Come già detto in altra sede, gli altoparlanti sono dei trasduttori elettro-meccano-acustici, vale a dire in essi la potenza elettrica viene prima trasformata in potenza meccanica, poi in potenza acustica. Questo avviene in tutti gli altoparlanti attualmente in uso. Ovviamente avendo due trasformazioni energetiche, vale a dire prima una trasformazione elettromeccanica, e poi una trasformazione meccano-acustica, il rendimento globale è dato dal prodotto dei due rendimenti parziali delle trasformazioni elettromeccanica e meccano-acustica. Un notevole progresso nel campo degli altoparlanti si avrebbe se si riuscisse a trasformare direttamente la potenza elettrica in potenza acustica. Vediamo di esaminare come potrebbe essere realizzata questa trasformazione. La potenza acustica viene generata mettendo in vibrazione l'aria; se si deve passare direttamente dalla potenza elettrica alla potenza dovuta alla vibrazione delle particelle dell'aria, è necessario che una potenza di natura elettrica eserciti una forza sulle particelle dell'aria. Ora la potenza elettrica si può utilizzare sotto forma di campo elettrico o di campo magnetico. affinchè le particelle dell'aria vengano poste in movimento dalla presenza di un campo magnetico o di un campo elettrico variabile, è necessario che queste particelle d'aria siano dotate di una carica elettrica. Infatti a tutti è noto che, anche con campi elettrici o magnetici molto elevati, non è possibile, in condizioni normali, mettere in movimento l'aria. È possibile però agire sull'aria nel caso che questa sia stata precedentemente ionizzata. Come ben noto dalla fisica, la ionizzazione consiste nella perdita da parte delle molecole di una carica negativa in modo che queste assumono una carica positiva; le molecole dotate di una carica positiva si chiamano, come ben noto, ioni. Gli ioni si formano per l'urto degli elettroni con le molecole. Naturalmente gli elettroni devono essere dotati di una energia sufficientemente alta da produrre la trasformazione della molecola in uno ione. Il problema maggiore da risolvere non è tanto quello di imprimere agli ioni le vibrazioni necessarie alla propagazione delle onde sonore, ma quella di produrre in sufficiente quantità l'aria ionizzata, vale a dire quella di produrre degli elettroni dotati di velocità sufficientemente alta in modo da trasformare le molecole in ioni. Le apparecchiature richieste risultano estremamente complesse, le tensioni in gioco notevolmente alte. Realizzazioni di questo genere, a scopo sperimentale, sono già state fatte e si rimanda il lettore alla bibliografia.

Gli altoparlanti normali, comunemente impiegati si possono suddividere in due grandi categorie, anche se sostanzialmente hanno un funzionamento analogo. La prima categoria è quella degli altoparlanti per le frequenze basse e medie che irradiano le onde sonore o direttamente nell'aria libera o montati in opportuni mobili, la seconda categoria è quella degli altoparlanti così detti a tromba per le frequenze alte. Insieme con gli altoparlanti si possono anche classificare i ricevitori acustici per cuffie. L'uso delle cuffie è oggi limitato ai laboratori e agli ambienti molto rumorosi per le prove sui deboli d'udito. La quasi totalità degli altoparlanti e i migliori ricevitori acustici, vengono realizzati con il principio così detto della bobina mobile con magnete permanente. Gli altoparlanti così fatti, vengono per l'appunto detti magneto-dinamici. Il principio magneto-dinamico consiste nell'immergere una bobina mobile in un campo magnetico di valore determinato e costante nel tempo e di applicare ai morsetti della bobina mobile il segnale ad audiofrequenza. La circolazione di una corrente i nella bobina mobile provoca l'applicazione di una forza F data da:

$$F = B\,l\,i$$

dove:

B è l'induzione del campo magnetico nel quale è immersa la bobina;

l è la lunghezza del conduttore che costituisce la bobina.

Essendo B ed l delle costanti, la forza applicata alla bobina mobile è proporzionale alla corrente. Per la legge di Newton, vale a dire per la proporzionalità esistente fra la forza e l'accelerazione, la corrente risulta anche proporzionale all'accelerazione impressa alla bobina mobile.

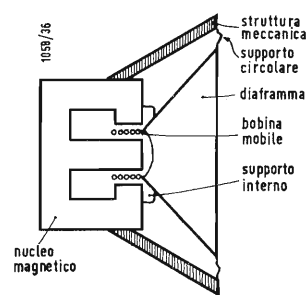



Fig. 19 - Schema mostrante il funzionamento di un altoparlante magnetodinamico.

Il principio fondamentale su cui si basa il funzionamento di un altoparlante magnetodinamico è quindi estremamente semplice: una bobina mobile immersa in un campo magnetico, alla quale è collegato un diaframma che, vibrando, genera onde sonore. In figura 19 è riportato un disegno schematico che mostra il funzionamento dell'altoparlante magnetodinamico. I principali componenti di un altoparlante magnetodinamico sono: un magnete permanente con traferro a forma anulare, una bobina mobile collegata ad un diaframma e ad una sospensione centrale flessibile, all'altra estremità il diaframma è collegato con la struttura esterna dell'altoparlante mediante una sospensione ad anello pure flessibile.

Come materiale magnetico, per il nucleo, si usa in generale l'Alnico, una lega di alluminio, nichel, cobalto. Questo non è un materiale magnetico avente una propria magnetizzazione, ma viene magnetizzato con una apposita macchina magnetizzante quando il nucleo è già montato nell'altoparlante. La macchina magnetizzante è costituita oltre che da un circuito di carica, da una bobina nella quale si fa circolare una corrente di elevato valore in modo da creare un campo magnetico molto elevato che magnetizza il magnete permanente. L'ordine di grandezza dei campi magnetici che si hanno nei traferri anulari nei quali sono tuffate le bobine mobili degli altoparlanti, è dell'ordine di 1 Wb/m² nel sistema M K S. Negli altoparlanti per alte frequenze si possono avere anche dei campi più alti, fino a 2 Wb/m². Degli altoparlanti per frequenze alte si parlerà nell'apposito paragrafo sugli altoparlanti a tromba. La bobina mobile, in generale è costituita da un conduttore che deve avere un peso molto piccolo e una resistenza pure assai piccola. Purtroppo la scelta del materiale atto a costituire il conduttore della bobina mobile non è semplice, in quanto i materiali conduttori aventi una resistività bassa, hanno una densità elevata. La lunghezza totale del conduttore della bobina mobile può ad esempio essere da 5 a 10 metri ed il numero delle spire da 50 a 100.

Il problema della scelta del materiale con il quale costituire il diaframma è pure complesso; infatti il materiale deve essere rigido e nello stesso tempo estremamente leggero. Anche qui, come nel caso della scelta del materiale per la bobina mobile, il costruttore dovrà scendere ad un compromesso fra le caratteristiche di rigidità e quelle di leggerezza. In generale si può affermare che la buona riuscita di un altoparlante dipende proprio dalla buona scelta del materiale con il quale costituire il diaframma.

Le sospensioni pure dovranno essere oggetto di grande attenzione e si dovrà considerare la capacità di assorbire le vibrazioni non rigide del disco da parte delle sospensioni in modo che non si provochino delle dannose riflessioni. Pare che il sistema migliore per realizzare queste sospensioni sia di usare del cuoio costituito da pelle di capra.

Applicando alla bobina mobile un segnale di frequenza variabile, e di ampiezza costante, prescindendo da qualsiasi influenza sul movimento della bobina mobile, dovuto al diaframma, le ampiezze degli spostamenti prodotti dal segnale di frequenza variabile, sarebbero tanto più ampi quanto più bassa è la frequenza del segnale. Infatti per le frequenze più basse, la reattanza offerta dalla bobina mobile, risulta più piccola e quindi, a pari tensione applicata, la corrente risulta più alta. Per quanto precedentemente detto, essendo la corrente proporzionale alla forza applicata alla bobina mobile e quindi all'accelerazione, lo spostamento della bobina mobile risulta più ampio. Quanto ora affermato varrebbe se la bobina mobile avesse solo una massa costante e se ci fossero solo delle resistenze d'attrito che ostacolino il suo moto. In realtà a causa della presenza del diaframma, collegato con la bobina mobile, dei supporti elastici su cui è appoggiato il diaframma, dell'impedenza di carico dell'altoparlante vibrante nell'aria, e della non rigidità a tutte le frequenze di vibrazione del diaframma, il problema dello studio del comportamento di un altoparlante magneto-dinamico al variare delle frequenze, risulta estremamente complesso. Molti autori hanno elaborato delle trattazioni analitiche che permettono di predeterminare il comportamento, con il variare delle frequenze, di un altoparlante magneto-dinamico, però solo fino a quando il diaframma vibra rigidamente come un tutto unico. Ma purtroppo, mano a mano che la frequenza sale, il fenomeno risulta estremamente complesso in quanto le varie parti del diaframma, non vibrano più in fase fra di loro, ma si formano, lungo il diaframma, delle linee così dette nodali, che sono ferme mentre le parti del diaframma da lati opposti delle linee nodali, vibrano in fase opposta. Queste linee nodali dipendono dal tipo di materiale, dalla frequenza, dal tipo delle sospensioni, possono essere radiali, cioè dirette dal centro del diaframma verso la periferia, o invece possono essere circolari, concentriche con il centro del diaframma, oppure si possono avere ambedue i casi, cioè, sia delle linee nodali radiali che delle linee nodali circolari.

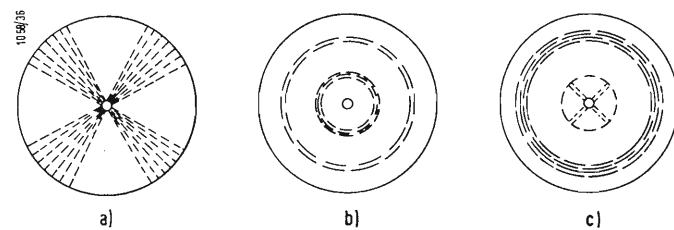



Fig. 20 - Andamento delle linee nodali di un diagramma di un altoparlante magnetodinamico. In *a)* le linee nodali hanno andamento radiale, in *b)* circolare, in *c)* radiale e circolare.

Un interessante studio su questo argomento è stato fatto da Mr. Corrington in un articolo intitolato « Misure di fase e di ampiezza su i coni per altoparlanti » (Proceeding I.R.E. 39, 1951). In figura 20 sono riportati gli andamenti di queste linee nodali per i tre casi precedentemente esaminati.

Nel seguito verrà fatta una trattazione piuttosto semplificata che possa dare al lettore un'idea del comportamento dell'altoparlante alle varie frequenze con l'esclusione però di ogni fenomeno di formazione di linee nodali nel diaframma. Lo studio che svolgeremo ha importanza specialmente per le basse frequenze, cioè per le frequenze fino a 400÷500 Hz, ed è molto utile per poter poi, con opportuni montaggi ed accorgimenti, migliorare la risposta dell'altoparlante alle basse frequenze.

9. - COMPORTAMENTO DELL'ALTOPARLANTE MAGNETO-DINAMICO AL VARIARE DELLE FREQUENZE.

Come già precedentemente detto, in un altoparlante magnetodinamico la potenza elettrica viene trasformata in potenza meccanica prima di diventare potenza acustica. Al fine di poter studiare il comportamento di un altoparlante alle alte frequenze, è necessario quindi conoscere come si possano studiare i sistemi meccanici mediante delle analogie

elettriche. Generalmente l'analogo della corrente è la velocità e l'analogo della tensione è la forza agente; è ovvio che data la relazione esistente fra forza ed accelerazione, e dato come ben noto che l'accelerazione è la derivata della velocità rispetto al tempo, e la forza risulta proporzionale alla elevata della velocità rispetto al tempo.

Cioè:

$$F = m \frac{dv}{dt} \quad :$$

dove:

m è la massa del corpo su cui agisce la forza F che imprime ad esso la velocità v.

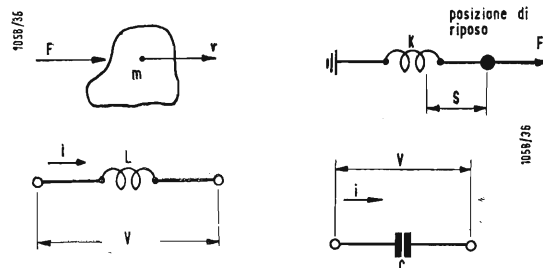



Fig. 21 - Analogia elettromeccanica: alla forza corrisponde la tensione, alla velocità la corrente e alla massa l'induttanza.
Fig. 22 - Analogia elettromeccanica: alla costante di elasticità k della molla corrisponde la capacità C, alla forza la tensione (d.d.p.), alla velocità la corrente e allo spostamento la quantità di elettricità.

L'analogo elettrico della massa è l'induttanza. Infatti è ben noto che:

$$V = L \frac{di}{dt} \quad ;$$

dove:

V è la tensione applicata ai capi dell'induttanza ed i è la corrente in essa circolante.

Nel caso che il corpo su cui agisce la forza abbia una massa di entità trascurabile e invece sia trattenuto in posizione di riposo da un sistema elastico tale che la forza che il sistema elastico sviluppa risulta proporzionale allo spostamento del corpo dalla posizione di riposo, si ha una relazione fra forza agente e spostamento del corpo dato dalla seguente equazione:

$$F = k\,s \quad ;$$

dove:

- s è lo spostamento che subisce il corpo per effetto della forza F;
- k è la costante elastica. Tanto più k è grande tanto più è piccolo lo spostamento s per una data forza agente. In questo caso l'equazione che lega la forza alla velocità è la seguente:

$$F = k \int_0^t v\,dt$$

Sostituendo al posto della forza la tensione ed al posto della velocità la corrente, è ovvio che alla costante di elasticità k corrisponda una capacità c.

Quindi:

$$V = c \int_0^t i\,dt$$
$$V = c\,Q$$

Dove Q è la quantità di elettricità che si accumula nella capacità nel tempo t. Confrontando la relazione che lega la tensione con la quantità di elettricità, con la relazione che lega la forza con lo spostamento, si nota che allo spostamento corrisponde la quantità di elettricità.

In figura 22 è riportato lo schema di una molla avente una costante elastica k a cui è collegata una pallina di massa trascurabile; è riportato inoltre l'analogo elemento elettrico.

Avendo nei sistemi meccanici delle masse e delle elasticità, che corrispondono a delle induttante e a delle capacità nei sistemi elettrici, è ovvio che nel caso di grandezze agenti sinusoidali si possano avere delle frequenze per le quali l'effetto delle masse, induttanze, è annullato dagli effetti prodotti dalle elasticità, capacità. In altri termini, nei sistemi meccanici si possono avere delle risonanze analoghe a quelle dei sistemi elettrici. A tutti sono noti gli effetti prodotti ad esempio dalle oscillazioni a risonanza che possono produrre la rottura di sistemi meccanici complessi come ponti, strutture varie, ecc.

In generale al movimento di un corpo che avviene in un mezzo, si oppone la resistenza d'attrito che si sviluppa sulla superficie di separazione fra il corpo e il mezzo. Questa resistenza d'attrito costituisce una perdita di potenza che si può ritenere proporzionale al quadrato della velocità (almeno entro certi valori di velocità) e quindi l'analogo elettrico è dato da una resistenza. Nel caso che la potenza perduta per attrito non sia proporzionale al quadrato della velocità, è necessario che la resistenza elettrica R non sia un elemento lineare ma varii opportunamente.

Dopo questa premessa è possibile iniziare lo studio del comportamento dell'altoparlante dinamico al variare delle frequenze. In questo studio i morsetti dell'altoparlante si considerano chiusi su un generatore avente una resistenza interna R_g e generante, a circuito aperto, una tensione data da e_g.

In figura 23 è riportato un circuito equivalente semplificato che permette uno studio approssimato del comportamento dell'altoparlante alle basse frequenze. Alle alte frequenze, come già precedentemente detto, il diaframma non

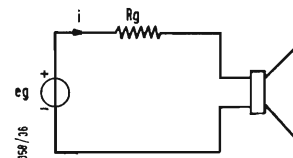



Fig. 23 - Altoparlante collegato con un generatore avente una tensione, a circuito aperto, e_g ed una resistenza interna R_g; R_b è la resistenza, in corrente continua, della bobina mobile dell'altoparlante ed L l'induttanza.

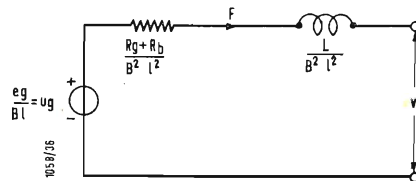



Fig. 24 - Circuito equivalente analogo a quello di figura 23, ma con la forza applicata alla bobina mobile al posto della corrente e la velocità al posto della tensione. Il circuito equivalente è limitato solo al generatore e alla bobina mobile.

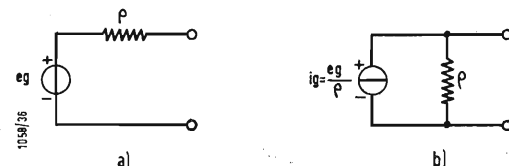



Fig. 25 - Circuito equivalente di un generatore reale: a) con generatore ideale di tensione; b) con generatore ideale di corrente. La resistenza interna del generatore è ϱ.

vibra più come un tutto rigido, nascono delle linee nodali (figura 20) e a tutt'oggi nessun autore ha dato una esauriente trattazione analitica di questi fenomeni. Il circuito equivalente riportato in figura 22 presuppone che il diaframma dell'altoparlante sia assimiliabile ad un pistone rigido circolare vibrante in direzione perpendicolare ad un piano infinito. Si ammette inoltre che vi siano solo delle resistenze di attrito di valore costante al movimento del diaframma. È necessario ricordare che il circuito equivalente riportato in figura 24, e valido solo con le ipotesi semplificative a cui si è ora accennato, permette lo studio del funzionamento dell'altoparlante quando a questo vengano applicati dei toni puri, vale a dire segnali perfettamente sinusoidali. Infatti se invece di segnali sinusoidali puri si applicassero dei segnali composti da più segnali sinusoidali puri, il movimento del diaframma diventerebbe estremamente complesso in quanto dovrebbe accelerare, diminuire la propria velocità, in maniera del tutto irregolare al fine di poter seguire l'andamento dell'onda componente dei vari segnali sinusoidali applicati. La principale difficoltà che si incontra, in uno studio di questo genere, sarebbe quella di determinare istante per istante, l'influenza, sul moto del pistone nel mezzo, in generale aria, nel quale il pistone vibra. In altri termini, variando bruscamente di velocità il pistone, la resistenza offerta dal mezzo nel quale il pistone vibra, varierebbe anch'essa bruscamente.

Si osservi che i segnali audio normalmente inviati in un altoparlante, sono segnali assai irregolari e ben lontani da segnali sinusoidali puri.

Quanto precedentemente detto parrebbe distruggere lo studio del comportamento di un altoparlante al variare delle frequenze che stiamo per intraprendere; in altri termini, mentre per i trasformatori, per gli amplificatori, è fondamentale lo studio del comportamento alle frequenze mediante un circuito equivalente per gli altoparlanti questo studio ha un significato non così reale come nel caso dei trasformatori e degli amplificatori. Molto è stato scritto e tutt'ora si scrive, sulle riviste tecniche, sull'utilità, nella progettazione di un altoparlante, di seguire o meno il metodo del circuito equivalente. L'autore del presente articolo ritiene opportuno riportare questo studio sul comportamento di un altoparlante, eccitato con segnali sinusoidali puri di varia frequenza, in quanto permette di vedere quali sono i fattori che entrano in gioco e che determinano la risposta dell'altoparlante alle varie frequenze. Secondo l'autore, al fine di realizzare un buon altoparlante, risulta assolutamente indispensabile che il circuito equivalente dell'altoparlante in progetto sia tale da permettere la riproduzione di tutta la gamma acustica. Questo può essere considerato non un punto d'arrivo ma di partenza.

In figura 23 è rappresentato il generatore equivalente all'amplificatore, collegato ai morsetti dell'altoparlante. Se B è l'induzione magnetica che si ha nel traferro in cui è tuffata la bobina mobile dell'altoparlante, l è la lunghezza della bobina mobile, la velocità u_c della bobina mobile è data da:

$$u_c = e/B\,l$$

dove e è la tensione agli estremi della bobina mobile.

Inoltre si ha che la forza F che agisce sulla bobina mobile è data da:

$$F = B\,l\,i$$

dove i è la corrente circolante nella bobina mobile.

Le relazioni sopra scritte fra la velocità e la tensione e la forza e la corrente, sono analoghe a quelle esistenti fra la tensione e la corrente primaria e la tensione e la corrente secondaria di un trasformatore avente un rapporto spire $1/B\,l$. Le grandezze primarie sono la tensione e e la corrente i, quelle secondarie sono la velocità u_c e la forza F. Si osservi però che mediante questa trasformazione si perviene al circuito equivalente riportato in figura 24, nel quale al posto della corrente elettrica compare la forza meccanica ed al posto della tensione, compare la velocità. Così al posto del generatore ideale di tensione, compare un generatore ideale di velocità, indicata con u_g, data da:

$$u_g = \frac{e_g}{B\,l}$$

Inoltre la resistenza e l'induttanza, analogamente a quanto avverrebbe in un trasformatore passando dal primario al secondario, sono diventate:

$$(R_g + R_b)\left(\frac{1}{B\,l}\right)^2$$

$$L\left(\frac{1}{B\,l}\right)^2$$

Si osservi che nel circuito equivalente di figura 24 è solo parzialmente rappresentato il circuito di figura 23, in quanto

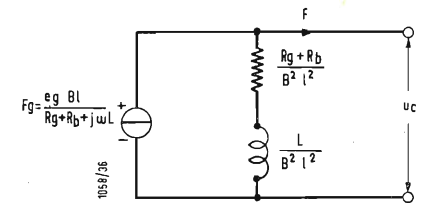



Fig. 26 - Circuito elettrico equivalente ad un generatore collegato con i morsetti di un altoparlante a bobina mobile, escluso il diaframma. Questo circuito equivalente è stato calcolato mediante l'analogia elettromeccanica; al posto della corrente la forza agente e al posto della tensione la velocità.

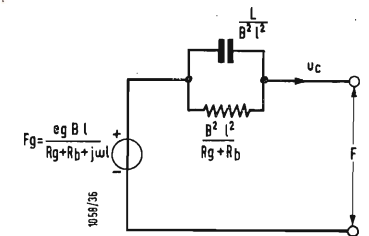



Fig. 27 - Circuito equivalente come quello di figura 26, ma duale.

manca la parte che riguarda il diaframma dell'altoparlante, con tutte le sue sospensioni, attriti, ecc. Inoltre manca il carico costituito dall'aria, nella quale il pistone vibra. Tutti questi componenti meccanici non si sono rappresentati nel circuito equivalente di figura 24 perchè, prima di dare il circuito equivalente completo, è necessario effettuare un ulteriore trasformazione, che ci porterà ad avere la velocità al posto della corrente elettrica e la forza al posto della tensione elettrica, in modo da poter usufruire delle analogie meccanico-elettriche riportate nelle figure 21 e 22. Al fine di effettuare questa nuova trasformazione, è necessario passare dal generatore di « velocità » (ossia di tensione) al generatore di « forza » (ossia di corrente) con i procedimenti noti dall'elettrotenica. Infatti un generatore di tensione con resistenza interna ϱ e tensione a vuoto e_g è analogo ad un generatore di corrente avente una resistenza in parallelo ϱ ed una corrente di cortocircuito data da: $i_g = e_g/\varrho$ [vedi figura 25 a) e b)].

Il circuito equivalente a quello di figura 24, ma con generatore di « forza » (ossia di corrente) è riportato in figura 26. La ϱ della figura 25 è ovviamente una impedenza data da:

$$(R_g + R_b + j\,\omega\,L)\left(\frac{1}{B\,l}\right)^2$$

quindi la forza impressa F_g è data da:

$$F_g = \frac{\dfrac{e_g}{B\,l}}{(R_g + R_b + j\,\omega\,L)\left(\dfrac{1}{B\,l}\right)^2}$$

Perciò:

$$F_g = \frac{e_g\,B\,l}{R_g + R_b + j\,\omega\,L}$$

Nel circuito di figura 26 la « forza » meccanica è ancora al posto della corrente e la « velocità » al posto della tensione. trasformiamo ora per dualità questo circuito; come ben noto dallo studio dei circuiti elettrici, è possibile trasformare una rete elettrica nella sua duale senza che cambino gli effetti

prodotti dalla rete stessa sul rimanente circuito a cui la rete è collegata. La trasformazione per dualità fa corrispondere alla corrente la tensione, alla resistenza la conduttanza, alla induttanza la capacità, ad elementi in serie elementi in parallelo e così via. Il circuito duale di quello di figura 26 è riportato in figura 27. Il generatore di « forza » rimane

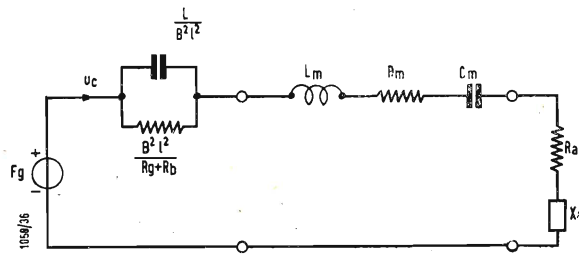



Fig. 28 - Circuito equivalente completo di un altoparlante magneto-dinamico. Al circuito equivalente di figura 27 si sono aggiunti gli elementi riguardanti il diaframma e l'impedenza acustica di carico.

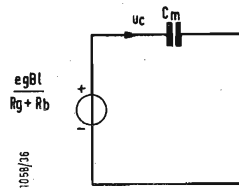
Fig. 29 - Circuito equivalente di un altoparlante magneto-dinamico, semplificato valido per le frequenze molto basse.

ancora un generatore di « forza » ma da resistenza interna infinita diventa di resistenza interna nulla. Quella che prima era una « corrente » impressa diventa ora una « tensione » impressa. La resistenza e l'induttanza, poste in serie fra loro ed in parallelo con il circuito, vengono ad essere in parallelo fra di loro ed in serie con il circuito. Al posto della resistenza si ha la conduttanza ed al posto dell'induttanza si ha la capacità. Come ben visibile, nel circuito di figura 27, al posto della corrente elettrica si ha la velocità, della bobina mobile dell'altoparlante, ed al posto della tensione la forza, impressa alla bobina mobile medesima. È possibile quindi, ricorrendo alle analogie elettromeccaniche precedentemente viste, completare il circuito equivalente elettrico del sistema elettromeccanico acusto costituito dall'altoparlante. In figura 28 è riportato questo circuito equivalente completo. Oltre alla prima parte, già riportata in figura 27, il circuito equivalente di figura 28 è costituito da altre due parti: la seconda parte è quella che riguarda il diaframma e per questo viene indicata con il nome di « meccanica », la terza parte è invece costituita dall'impedenza di carico del diaframma, cioè dall'aria libera messa in vibrazione dal diaframma stesso; questa terza parte prende il nome di «acustica». La prima parte del circuito equivalente, riportata in figura 27, prende invece il nome di «elettrica ».

Il circuito equivalente in un altoparlante è quindi costituito da tre parti: una elettrica, una meccanica, una acustica. Nella parte meccanica, come ben visibile nel circuito di figura 28, si ha un' induttanza, una resistenza, ed una capacità in serie. La capacità è dovuta all'elasticità posseduta dal diaframma; essa dipende specialmente dal materiale e dal modo con il quale sono realizzati i supporti del diaframma; la resistenza è dovuta agli attriti di natura meccanica; l'induttanza è dovuta alla massa del diaframma e della bobina mobile.

La parte acustica è invece costituita dalla così detta impedenza di irradiazione. Come già precedentemente detto, il diaframma vibrante dell'altoparlante viene considerato un disco rigido vibrante in un « baffle » infinito. Questo è naturalmente una approssimazione, in quanto il diaframma di un altoparlante non è un disco ma ha una forma conica, ed inoltre, in generale, specie per il funzionamento alle basse frequenze, non è montato in un « baffle » infinito. Naturalmente, vibrando il diaframma dell'altoparlante, provoca degli spostamenti d'aria da ambedue le parti. Perciò l'impedenza acustica, calcolata in uno dei precedenti paragrafi, del pistone vibrante deve essere moltiplicata per due. Nel circuito equivalente di figura 28 si sono indicati con R e X la parte reale e la parte reattiva dell'impedenza acustica di irradiazione di un pistone vibrante con aria da una parte sola.

Analogamente a quanto fatto per il circuito equivalente del trasformatore, è possibile anche per il circuito equivalente di un altoparlante considerare diversi circuiti equivalenti semplificati a seconda della banda di frequenza che si vuole studiare.

La banda delle frequenze audio viene suddivisa non più solo in tre parti come nel caso del trasformatore, precedentemente fatto, ma in ben cinque parti.

La prima banda di frequenze è quella delle frequenze molto basse. L'induttanza della bobina mobile ha valore trascurabile e quindi il generatore imprime al circuito una « forza » meccanica F_g che viene data dalla seguente espressione:

$$F_g = \frac{e_g B l}{R_g + R_b}$$

L'induttanza L_m, dovuta alla massa del diaframma e della bobina mobile, risulta pure di entità del tutto trascurabile. Lo stesso si può affermare anche per la resistenza R_m e anche per l'impedenza di irradiazione $R_a + j X_a$. Il circuito equivalente di figura 28 si trasforma quindi in quello assai più semplice di figura 29 in cui compare solamente il generatore ideale che imprime al circuito una « forza » e dal condensatore C_m. Da un punto di vista fisico, durante il funzionamento in questa banda di basse frequenze, le oscillazioni del diaframma sono piuttosto ampie. Ad esem-

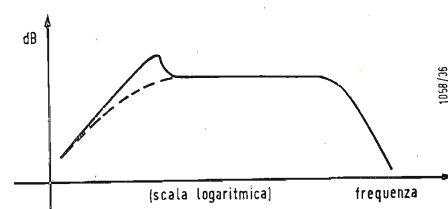



Fig. 30 - Andamento qualitativo della curva di risposta di un altoparlante alle frequenze.

pio un altoparlante avente un diaframma di 30 cm, a 30 Hz avrebbe una escursione di circa 8 mm; a 100 Hz l'escursione si riduce a circa $^1/_{10}$, cioè a 0,8 mm; a 200 Hz si riduce a circa 0,2 mm; a 400 Hz a circa 0,05 mm; e così via.

Essendo molto ampie le escursioni e basse le velocità di spostamento nel diaframma, ovviamente le masse del diaframma e della bobina mobile sono trascurabili, mentre assume grande importanza la reazione elastica delle sospensioni che si può ritenere proporzionale alla lunghezza dello spostamento. Questo spiega perchè abbiamo trascurato l'induttanza e considerato solo la capacità. A pari potenza generata dal generatore collegato con i morsetti dell'altoparlante, mano a mano che la frequenza sale, sale anche, proporzionalmente alla quarta potenza della frequenza, la potenza acustica irradiata. Infatti in questa banda di fre-

quenza la componente resistiva dell'impedenza acustica di irradiazione si può considerare proporzionale al quadrato della frequenza. La potenza assorbita dipende quindi dal quadrato della « velocità » (corrente), ma la « velocità » (corrente) cresce in proporzione diretta con la frequenza. La velocità u_c è data da:

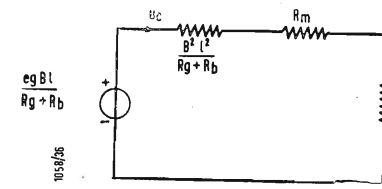



Fig. 31 - Circuito equivalente di un altoparlante magneto-dinamico semplificato valido alle basse frequenze.

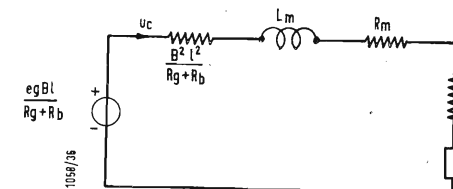



Fig. 32 - Circuito equivalente di un altoparlante magneto-dinamico semplificato valido alle medie frequenze.

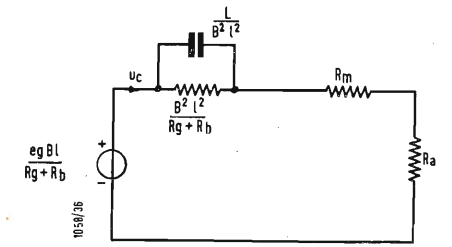



Fig. 33 - Circuito equivalente di un altoparlante magneto-dinamico semplificato valido alle alte frequenze.

$$u_c = \frac{e_g B l . 2 \pi f c_m}{(R_g + R_b)}$$

Perciò: $u_c \equiv f$.

La potenza reale irradiata è data da: $u_c^2 . R_a$ e quindi è proporzionale alla quarta potenza della frequenza.

In figura 29 l'impedenza di carico è stata trascurata ai fini della determinazione della velocità u_c. Si osservi però che l'impedenza di carico ha una notevole importanza, in quanto la potenza reale, da essa assorbita, rappresenta la potenza acustica irradiata dall'altoparlante.

In figura 30 è riportato l'andamento qualitativo della potenza reale irradiata da un altoparlante in funzione della frequenza ammettendo che il generatore elettrico di figura 23 eroghi una tensione costante al variare della frequenza. Si osservi che la prima parte della curva ad andamento lineare, rappresentata in figura 30, prima del massimo, è quella che corrisponde al circuito equivalente di figura 29

Mano a mano che la frequenza aumenta, diventa più spiccato l'effetto dell'induttanza vale a dire, l'inerzia del diaframma e della bobina mobile diventa non più trascurabile rispetto alla reazione elastica degli appoggi del diaframma. La reattanza capacitiva, dovuta alla reazione elastica, diminuisce, mentre la reattanza induttiva, dovuta alla massa del diaframma e della bobina mobile, cresce. Se non fosse per gli attriti, le vibrazioni del diaframma, una volta innescate, continuerebbero indefinitamente. A seconda del fattore di merito del circuito risonante, il massimo della curva di figura 30 sarà più o meno acuto. Per valori molto bassi del fattore di merito è anche possibile non avere il massimo, ma la curva diminuisce la sua pendenza lentamente fino a pendenza 0, come è tratteggiato nella medesima figura 30.

In figura 31 è riportato il circuito equivalente che si ha alle frequenze vicine al massimo. In questo circuito equivalente compaiono solo gli elementi resistivi del circuito equivalente completo di figura 28, vale a dire la parte resistiva dell'impedenza di carico, la resistenza R_m che rappresenta gli attriti che il diaframma incontra nel suo movimento, e la resistenza che è stata ottenuta, dopo le trasformazioni fatte, partendo da $R_g + R_b$. Anche due altri elementi reattivi sono stati trascurati nel circuito di figura 31. Questi elementi sposteranno un poco il valore di frequenza per il quale si ha il massimo in quanto le loro parti induttive e capacitive vengono conglobate rispettivamente con L_m e C_m. Oltre a questo massimo, all'aumentare della frequenza, la reattanza induttiva dovuta alla massa del diaframma e della bobina mobile, diventa preponderante rispetto alla reattanza capacitiva, dovuta all'elasticità dei supporti del diaframma. In figura 32 è riportato il circuito equivalente corrispondente a questa nuova parte della curva di figura 30. Il condensatore che compare in figura 28, di dalore $L/B^2 l^2$, è stato trascurato nel circuito equivalente di figura 32 in quanto possiede una reattanza di valore alto rispetto alla resistenza posta con esso in parallelo. Si è invece riportata la componente reattiva dell'impedenza di carico perchè non è di valore trascurabile. Il tratto della curva di figura 30 corrispondente al circuito equivalente di figura 32, è quello più pianeggiante di tutta la curva di risposta dell'altoparlante. La componente resistiva dell'impedenza di carico cresce ancora proporzionalmente con il quadrato della frequenza, come già precedentemente detto, e quindi a pari u_c la potenza assorbita dalla parte reale del carico, aumenterebbe con il quadrato della frequenza. Ma in realtà l'impedenza dell'altoparlante è principalmente costituita dalla reattanza induttiva, che cresce proporzionalmente con la frequenza, e dall'impedenza di carico, che cresce con il quadrato della frequenza. La velocità u_c diminuisce con la frequenza all'aumentare di un espressione costituita da due termini uno dei quali è proporzionale alla frequenza, l'altro al quadrato della frequenza. Non riportiamo, per brevità, gli sviluppi analitici atti a dimostrare che si ha una compensazione fra la diminuzione con la frequenza di u_c, e l'aumento dell'impedenza di carico. La curva di risposta si mantiene quindi piatta sino a quando la reattanza capacitiva del condensatore posto in parallelo con $B^2 l^2/R_g + R_b$, diventa di entità non più trascurabile. Si ha quindi una risonanza che coinvolge questo condensatore, l'induttanza L_m e la componente reattiva dell'impedenza di carico. Il circuito

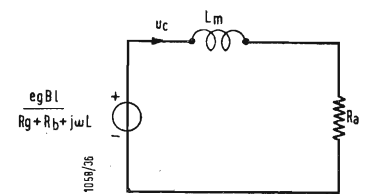



Fig. 34 - Circuito equivalente di un altoparlante magneto-dinamico semplificato valido alle frequenze molto alte.

equivalente semplificato, ricavato da quello di figura 28 e valido, per le frequenze prossime a questa nuova frequenza di risonanza, è riportato in figura 33. Poichè il fattore di merito del circuito risonante è molto basso, generalmente questa risonanza non dà luogo ad un massimo della curva di risposta dell'altoparlante, ma solamente ad un rapido diminuire della pendenza, come ben visibile in figura 30.

Per valori più alti della frequenza conviene adottare il circuito equivalente di figura 34 nel quale la reattanza induttiva, dovuta alle reazioni elastiche delle sospensioni del diaframma, assume valore assolutamente preponderante.

In figura 34 è riportato il circuito equivalente valido per queste alte frequenze. Si osservi che, per queste alte frequenze, la componente reale dell'impedenza di carico non cresce più con il quadrato della frequenza, ma rimane costante. La velocità u_c diminuisce con l'aumentare della frequenza per due motivi: in primo luogo perchè aumenta l'im-

pedenza del circuito principalmente dovuta ad L_m, e poi perchè diminuisce F_0 in quanto il termine $j\,\omega\,L$ non è più trascurabile, come precedentemente fatto. La curva riportata in figura 30 diminuisce, per queste alte frequenze, circa con la quarta potenza della frequenza. Si hanno così, agli estremi della curva di risposta di un altoparlante, due tratti

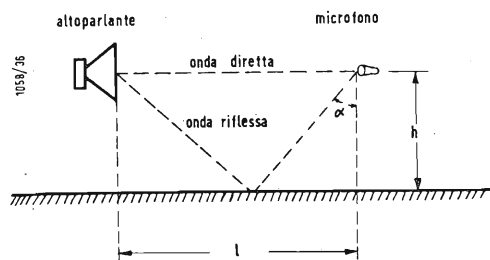



Fig. 35 - Influenza dell'onda riflessa nelle prove di un altoparlante a causa della presenza del terreno.

aventi due pendenze uguali, in valore assoluto, e opposte in segno. La pendenza di questi due tratti è data da 12 dB/ottava. Infatti un ottava è un intervallo di frequenze compreso fra una qualsiasi frequenza e il suo doppio; ad esempio fra 50 Hz e 100 Hz, fra 200 Hz e 400 Hz, ecc. Quindi il rapporto fra le frequenze estreme di una ottava è due. La potenza irradiata da un altoparlante varia con la quarta potenza della frequenza e quindi fra le due frequenze estreme di un ottava la potenza varia di $2^4 = 16$. Espreso in dB il rapporto fra potenze di 16 è 12 dB.

Al fine di progettare un buon altoparlante, la prima frequenza di risonanza dovrà essere molto bassa e possibilmente in frequenze non udibili, oppure il massimo dovrà essere appiattito con un basso fattore di merito del corrispondente circuito di risonanza e quindi con un apposito mobile bass-reflex si potrà procedere all'esaltazione delle basse frequenze.

È ovvio che in un buon altoparlante non sarà possibile avere le due frequenze di risonanza molto lontane fra loro, in quanto una buona riproduzione delle frequenze alte è in contrasto con una buona riproduzione delle frequenze basse e perciò sarà necessario procedere all'installazione di altoparlanti destinati alla riproduzione di solo determinate bande di frequenza.

10. - MISURE ACUSTICHE SUGLI ALTOPARLANTI.

Mentre per gli amplificatori risulta estremamente facile effettuare delle prove e delle misure atte a caratterizzare il funzionamento dell'amplificatore, per gli altoparlanti l'effettuazione delle misure risulta estremamente complessa. Infatti è necessario misurare e rilevare l'andamento con il tempo delle onde sonore emesse dall'altoparlante in varii punti a varie distanze dall'altoparlante stesso. L'onda sonora può essere rivelata mediante la misura della pressione da essa esercitata o mediante la misura del gradiente di pressione Per la misura della pressione dell'onda sonora o del gradiente di pressione si usano microfoni speciali aventi una grande stabilità.

Al fine di poter effettuare delle prove sugli altoparlanti è necessario, prima di tutto, possedere un microfono standard perfettamente tarato, vale a dire, del quale si conosca, con sufficiente precisione, la relazione esistente fra la pressione o il gradiente di pressione delle onde sonore e la tensione ai morsetti del microfono per le varie frequenze di funzionamento. Un microfono di questo tipo è molto costoso e la sua conservazione può essere fatta solo in un laboratorio ben attrezzato. Inoltre le misure acustiche di un altoparlante richiedono che l'altoparlante sia posto in un ambiente tale che le onde sonore irradiate non vengano riflesse in modo che, nel punto dove si effettua la misura, vi siano solo delle onde dirette. Come già precedentemente detto, la realizzazione di ambienti di questo genere risulta oltremodo complessa. In generale è possibile però effettuare delle prove sugli altoparlanti anche all'aperto disponendo l'altoparlante nel terreno rivolto verso l'alto ed installando il microfono di misura ad alcuni metri sopra l'altoparlante stesso. La struttura portante il microfono dovrà essere sufficientemente distante dall'altoparlante in modo da non influenzare sensibilmente la propagazione delle onde sonore. Quando la precisione richiesta non è grande, si dispone il microfono ad alcuni metri dall'altoparlante e si pongono sia il microfono che l'altoparlante alla medesima altezza dal suolo (circa 1÷2 metri). In questo caso è necessario tener conto della presenza del terreno; in figura 35 è riportato lo schema di una misura così effettuata. Se l è la distanza fra l'altoparlante e il microfono, h l'altezza del terreno sia dell'altoparlante che del microfono, la differenza ε del percorso dell'onda diretta e dell'onda riflessa è ovviamente data da:

$$\varepsilon = l - \frac{2\,h}{\cos\,\alpha}$$

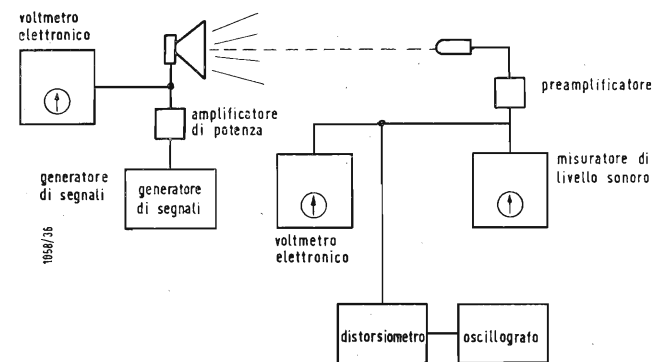



Fig. 36 - Schema a blocchi della disposizione degli strumenti di misura e delle apparecchiature atte alla prova acustica di un altoparlante.

dove α è dato da:

$$\alpha = \text{arc tg}\,\frac{l}{2\,h}$$

Si osservi che in questi calcoli non è possibile confondere l'angolo con la tangente in quanto α non è un angolo piccolo. Quando ε risulta pari a $\lambda/2$, dove λ è la lunghezza dell'onda sonora irradiata, nel punto dove è installato il microfono si avrà un annullamento della pressione sonora. Ad esempio se l'altoparlante emette un'onda sonora avente una frequenza di 200 Hz, la lunghezza d'onda corrisondente è di 1 metro e $1/2$ e quindi nel punto dove è installato il microfono si avrà l'annullamento della pressione del suono quando la differenza fra il percorso dell'onda diretta e quello dell'onda riflessa sarà di 75 cm. Naturalmente, in pratica, non vi sarà un completo annullamento dell'onda sonora per questa frequenza, ma vi sarà una caduta nella curva di risposta dell'altoparlante in corrispondenza della frequenza teorica di annullamento calcolabile come sopra.

In generale la misura più comune che si effettua sull'altoparlante è quella della curva di risposta alle varie frequenze e delle distorsioni introdotte. Naturalmente il microfono impiegato non deve introdurre alcuna distorsione sua propria. Si osservi, a questo proposito, che mentre è molto difficile realizzare dei microfoni aventi una tensione d'uscita, a pari pressione sonora applicata, costante con l'invecchiamento del microfono, risulta assai più semplice la realizzazione di microfoni aventi bassissime distorsioni. Inoltre è possibile effettuare, su un altoparlante, tutte le prove come quelle di intermodulazione fra due segnali, uno a frequenza bassa e uno a frequenza alta, di onda quadra, ai transitori,

(il testo segue a pag. 238)

Conferenza internazionale di fisica nucleare a Ginevra.

Il Comitato Europeo delle Ricerche Nucleari (CERN) ha annunciato che oltre 200 scienziati di 26 nazioni sono stati invitati alla Conferenza internazionale 1958 di fisica delle alte energie, che si svolgerà a Ginevra dal 30 giugno al 5 luglio.

Le autorità del CERN hanno dichiarato che un centinaio di adesioni sono già pervenute al comitato organizzatore della conferenza. In precedenza il convegno era stato svolto per sette anni consecutivi a Rochester (New York).

Alcuni tra i più noti scienziati nucleari europei, dell'Unione Sovietica, degli Stati Uniti e del Giappone, che parteciperanno ai lavori del convegno, avranno la possibilità di scambiarsi informazioni sulle proprietà fondamentali del nucleo atomico. (u.s.)

Oltre 900 relazioni scientifiche presentate alla II Conferenza atomica internazionale.

Il direttore dell'Ufficio per le Conferenze Internazionali della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), Edward R. Gardner, ha dichiarato, nel corso di un'intervista concessa alla rivista « Atomic Industrial Forum Memo », che oltre 900 relazioni scientifiche, su 1.415 ricevute complessivamente dall'AEC, sono state inoltrate alle Nazioni Unite, per essere presentate alla Conferenza Internazionale sugli impieghi di pace dell'energia atomica che si terrà a Ginevra nel settembre prossimo.

Gardner ha affermato che gli Stati Uniti presenteranno oralmente circa 160 relazioni scientifiche durante i lavori della Conferenza 1958 di Ginevra.

La delegazione statunitense conterà all'incirca lo stesso numero di membri di quella che partecipò alla I Conferenza 1955 di Ginevra e comprenderà non soltanto gli scienziati governativi dell'AEC, ma anche quelli più rappresentativi dell'industria statunitense, naturalmente a titolo personale. (u. s.)

Televisione in un motore d'aereo

Alla Mostra degli Strumenti scientifici, dell'Elettronica e dell'Automazione, in programma all'Olympia londinese dal 16 al 25 aprile, fu esposto fra l'altro uno speciale apparecchio televisivo che, installato nell'interno di un motore d'aereo, ha contribuito a risolvere il problema dell'eliminazione del ghiaccio in talune condizioni di volo. Grazie a tale apparecchio, i tecnici hanno potuto osservare il funzionamenti del motore e la progressiva formazione di uno strato di ghiaccio a quote fra i 3.000 ed i 10.000 metri. Gli esperimenti sono stati conclusi felicemente in soie 20 ore di volo, mentre le osservazioni con macchina cinematografica avrebbero richiesto almeno 200 ore.

Fra le molte applicazioni della televisione a circuito chiuso che furono viste alla Mostra dell'Olympia ve ne è una « da teatro »: il coro in azione dietro alle quinte, durante l'esecuzione di un'opera, viene messo in grado di seguire su di uno schermo televisivo gli ordini del direttore d'orchestra. Tale sistema è già in funzione al Covent Garden di Londra ed al Teatro dell'Opera di Stato di Vienna. (u. b.)

Gli Stati Uniti presentano la TV a colori a Bruxelles

Tra le novità che maggiormente hanno incontrato il favore del pubblico, sino dai primi giorni di apertura della grandiosa Esposizione Universale 1958, figurano i programmi televisivi a colori, trasmessi su circuito chiuso entro il Padiglione degli Stati Uniti.

Attraverso numerosi apparecchi riceventi installati nel Padiglione statunitense, il pubblico può seguire alcuni programmi a colori diffusi via cavo da un piccolo studio televisivo dotato di una telecamera e di un dispositivo per la proiezione di pellicole a colori.

Oltre ad illustrare aspetti della vita americana, i programmi TV a colori trasmessi entro il Padiglione statunitense comprendono spettacoli di arte varia ed educativi allestiti nello studio televisivo o registrati su pellicola a colori.

È la prima volta che trasmissioni TV a colori vengono presentate al pubblico europeo. Nel 1957, un'unità mobile TV a colori venne presentata per la prima volta fuori degli Stati Uniti dalla Radio Corporation of America (RCA), sotto gli auspici del Dipartimento del Commercio.

All'allestimento dello studio e degli apparati riceventi e trasmittenti installati all'Esposizione Universale di Bruxelles ha contribuito la RCA con tecnici e attrezzature inviate appositamente dagli Stati Uniti. (u. s.)

Progetto di razzo a joni per astronavi

Il dott. R. H. Boden ha descritto, in una relazione presentata al recente convegno nazionale della Society of Automotive Engineers, un progetto di motore a joni che potrà essere impiegato per la propulsione dei futuri mezzi spaziali.

Un fascio di particelle dotate di carica elettrica prodotte in una « camera di spinta » lunga 60 cm e del diametro di circa 23 cm potrebbe fornire ad un mezzo spaziale, portato all'esterno dell'atmosfera terrestre da motori a razzo a propellenti chimici, una spinta di 500 grammi, più che sufficiente ad accelerare un veicolo di 5 tonnellate sino a migliaia di chilometri orari.

Secondo il dott. Boden, un motore del genere che sviluppi una corrente di joni « pesanti » spinti a 640.000 km orari, potrebbe essere realizzato secondo lo schema seguente: l'immissione di tetracloruro, torio, mercurio, cesio o rubidio vaporizzati in una camera dotata di carica permetterebbe di privare le molecole di una di queste sostanze degli elettroni e di trasformarle in joni da scagliare con tensioni di 12.000 V a velocità di 480-640 mila km/h. (u. s.)

Raggi infrarossi per evitare le collisioni in volo

I tecnici dell'Aerojet General Corporation hanno ideato un dispositivo che consente ai velivoli di evitare le collisioni in volo in particolari condizioni di visibilità o di notte. L'apparecchio, che quanto prima sarà perfezionato in vista del suo impiego pratico, sfrutta il noto fenomeno dell'emissione di considerevoli quantità di raggi infrarossi da parte dei motori a pistoni o a turbina dei velivoli.

Quando due velivoli si avvicinano, l'apparecchio capta i raggi infrarossi, trasformandoli in segnali elettronici destinati a preavvisare i piloti del pericolo incombente. (u. s.)

Lampada battericida ad ultravioletti

La sezione lampade della Westinghouse Electric Corporation ha realizzato un nuovo tipo di lampada ad ultravioletti, mille volte più efficace delle radiazioni solari nella distruzione dei batteri e dei virus.

Nell'annunciare la costruzione della lampada battericida, il direttore della locale sezione ricerche della Westinghouse, Edward G. F. Arnott, ha dichiarato che il ritrovato è della massima utilità per disattivare il virus dell'influenza e per distruggere in ragione dell'80 per cento i virus ed i batteri contenuti nell'aria delle abitazioni domestiche. (u. s.)

Otturatore fotografico al centomilionesimo di secondo

L'Avco Manufacturing Corporation, che ha un contratto con l'Aeronautica statunitense per la realizzazione dell'ogiva del missile balistico intercontinentale « Titan », ha ideato un nuovo congegno fotografico in grado di effettuare riprese al centomilionesimo di secondo.

L'apparato è stato impiegato per fotografare i filetti fluidi che si formano intorno ai modelli di ogiva del « Titan » per effetto delle alte velocità nell'atmosfera. Contrariamente alle altre macchine cinefotografiche sinora ideate, l'apparato dell'Avco consta di un otturatore a tenuta stagna e con pareti perfettamente trasparenti riempito con nitrobenzene trasparante liquido e contenente una coppia di elettrodi. Su entrambe le facce dell'otturatore sono disposti filtri a luce polarizzata.

Quando l'otturatore non è aperto, la luce è polarizzata dal primo filtro ed assorbita dal secondo, mentre quando viene applicata agli elettrodi la corrente, le caratteristiche del nitrobenzene vengono modificate in modo da consentire alla luce polarizzata di attraversare il liquido e l'altro filtro.

L'impiego del nuovo otturatore ha permesso ai tecnici dell'Avco di fissare immagini di corpi in movimento sino ad oltre 1.250 metri al secondo, con una precisione di dettaglio mai prima d'ora raggiunta. (u. s.)

Decuplicata con il « Maser » la portata dei radiotelescopi

Il Laboratorio McKay di scienza applicata ha recentemente annunciato che un amplificatore ideato dagli scienziati dell'Università Harvard consentirà agli astronomi di decuplicare la portata dei radiotelescopi e quindi di « vedere » galassie sinora ignote, a causa della loro distanza della terra.

L'amplificatore, denominato « Maser » consta principalmente di un cristallo singolo di cianuro di potassio e cobalto avente una superficie inferiore a 6,5 cmq. Sebbene sia stato realizzato da tempo, il « Maser » viene applicato per la prima volta sulla lunghezza d'onda di 21 cm nei radiotelescopi, corrispondente alla frequenza di emissione delle radiazioni provenienti dalle nebulose di idrogeno delle galassie all'esterno del nostro sistema.

Secondo uno dei più eminenti radioastronomi dell'Università Harvard, il prof. Thomas Gold, l'impiego dell'amplificatore dovrebbe permettere di confermare o smentire l'esistenza di idrogeno nelle nebulose galattiche, per ora semplicemente ipotizzata. (u. s.)

Un reattore americano esposto all'Esposizione Universale

È attualmente concluso il montaggio del reattore nucleare americano destinato a figurare nel Padiglione delle Scienze all'Esposizione Universale, inaugurata il 17 aprile.

Le parti componenti del reattore, compresa la « piscina » ed il combustibile nucleare, sono giunti a Bruxelles entro 33 casse di legno e metalliche del peso complessivo di 2.025 kg, a bordo di un velivolo di linea Douglas DC-6 della Sabena, proveniente da New York.

Come è noto, gli Stati Uniti insieme ad altri 14 paesi hanno dato la loro adesione all'allestimento in comune del Padiglione delle Scienze, che dovrà dimostrare il « principio dell'unità e della continuità della scienza ».

Il Padiglione si articola in quattro settori dai seguenti temi: l'atomo, la molecola, il cristallo e la cellula vivente.

Per quanto riguarda l'atomo, gli Stati Uniti presentano un reattore nucleare a piscina in funzione, il cui nucleo di combustibile atomico è visibile attraverso uno strato protettivo di acqua. Nello stesso settore figura inoltre una camera di jonizzazione a funzionamento continuo che permette ai visitatori di osservare le scie di condensazione prodotte dal passaggio di particelle nucleari in un vapore saturo di alcool.

Nel settore dedicato alla molecola, viene presentato un dispositivo originale ad idrogeno ed ossigeno in grado di dimostrare come l'energia chimica di un combustibile possa essere trasformata direttamente in elettricità con un grado elevato di rendimento. Un'ordinata rassegna sugli antibiotici ed alcuni tra i più recenti strumenti scientifici di ricerca, come uno spettrometro nucleare a risonanza ed uno spettrometro a raggi infrarossi, completeranno la partecipazione americana a questo settore.

Nella rassegna sui cristalli, gli Stati Uniti presenteranno pietre preziose e minerali insieme a talune gemme provenienti dallo spazio incastrate in un frammento del famoso meteorite del Canyon Diablo, nonchè una lega di oro e cadmio che ha, a temperatura ambiente, le stesse caratteristiche di elasticità della gomma. I cristalli costituenti la lega oro-cadmio passano da una forma cubica ad una ortorombica se sottoposti a raffreddamento e riprendono la struttura iniziale al ristabilimento delle condizioni primitive.

Nel settore della cellula vivente, è disposta una serie di contatori Geiger che consentono ai visitatori di rivelare la presenza di sostanze radioattive entro grandi fogli di carta da filtro. Un modello funzionante illustra infine la catena del processo di fotosintesi nei vegetali, al termine della quale esce una zolla di zucchero che viene offerta in omaggio ai visitatori. (u. s.)

Nuovi Tubi per Autoradio con Tensione Anodica Ridotta

1. - IL DOPPIO TRIODO ECC 86.

Si è già avuto occasione di parlare di una serie di valvole per autoradio con tensione anodica di 6,3/12,5 V. Questa serie serviva però solo per apparecchi a MA. Se si voleva costruire un apparecchio per MF si doveva necessariamente ricorrere al doppio triodo ECC 85 e a un vibratore. Ora il problema

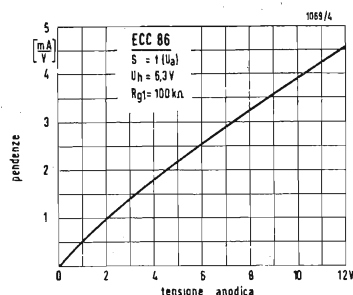



Fig. 1. – Pendenza in funzione della tensione anodica della ECC86.

è stato risolto con la nuova valvola ECC 86 che nonostante la tensione anodica di 6,3/12,5 V ha un'alta pendenza, un basso rumore di fondo e una alta impedenza di entrata.

La possibilità più conveniente per la costruzione di valvole a bassa tensione anodica è quella di diminuire la distanza griglia-catodo. A tale scopo è necessario montare una griglia con fili tesi. Con ciò si ottiene anche una maggiore precisione, una maggiore costanza delle caratteristiche e una maggiore stabilità meccanica che rende minimo l'effetto microfonico della valvola oscillatrice. Questa è una caratteristica particolarmente favorevole per le valvole per autoradio.

Viene naturale confrontare l'ECC 86 con la PCC 88 che ha pure una piccola distanza griglia-catodo e la griglia con fili tesi. La PCC 88 è dimensionata per una tensione anodica di 90 V e ha un intraeffetto del 3% (1). Per costruire un doppio triodo per una tensione anodica di 6,3 V non bastava aumentare semplicemente l'intraeffetto in proporzione alle tensioni anodiche perchè per far ciò si sarebbe dovuto aumentare la distanza fra i fili della griglia e si sarebbe ottenuta una bassa pendenza e un alto rumore di fondo. Si dovette perciò cercare un compromesso.

La ECC86 ha infatti un intraeffetto del 7,2% e il punto di lavoro è stato spostato il più avanti possibile nel senso positivo. Si è passati infatti dai — 1,2 V della PCC88 ai — 0,4 V della ECC86. In questo punto si hanno le caratteristiche elencate nella tabella.

Per ottenere la polarizzazione a — 0,4 V non si devono usare resistenze catodiche ma una resistenza di fuga di griglia di 100 ÷ 200 kΩ.

Nella fig. 1 si è riportata la pendenza in funzione della tensione anodica.

L'impedenza di entrata, a 100 MHz e con una tensione anodica di 6,3 V, è di 15 kΩ. La resistenza di rumore equivalente e di 1 kΩ.

Il modo di inserzione della ECC86 sarà uguale a quello della ECC85 ed infatti essa è stata provata dapprima nel noto apparecchio FM della Telefunken. Con una tensione anodica di 6,3 V e con un rapporto segnale disturbo di 26 dB la sensibilità era di 3 μV e l'amplificazione superiore a 80.

(1) L'intraeffetto è l'inverso dell'amplificazione.
(2) Resistenza del circuito anodico 500 Ω
(3) La polarizzazione di griglia si ottiene con la resistenza di fuga segreta.

Dati di funzionamento della ECC86

Zoccolo: come la ECC85
Tensione di filamenti: 6,3 V
Corrente di riscaldamento: 330 mA

Capacità di un sistema

C_a	1,8 pF
C_e	3,0 pF
$C_{g/a}$	1,3 pF

Capacità fra i due sistemi

$C_{aI/aII}$	< 50 mpF
$C_{gI/gII}$	< 5 mpF
$C_{aI/gII}$	< 5 mpF

	Amplificatore RF	Convertitore autoscillante
V_a (V_b)	6,3 V	(6,3 V(2)
V_{g1} (R_{g1})	ca. – 0,4 V (100 kΩ(3)	(220 kΩ(3))
I_a	0,9 mA	ca. 0,4 mA
S (S_c)	2,6 mA/V	(ca. 0,8 mA/V)
R_i (R_{ic})	ca. 5 kΩ	(ca. 11 kΩ)
μ	14	—
V_{osc}	—	ca. 0,7 V_{eff}

Dati di funzionamento della ECF83

a) Pentodo come amplificatore a BF accoppiato a RC

V_b	= 60	120 V
R_a	= 250	200 kΩ
R_{g2}	= 800	700 kΩ
R_{g1}	= 10	10 MΩ
$V_{a\sim}$	= 4,0	4,0 V_{eff}
V_R	= 0 — 2	0 — 2 V
$V_{a\sim}/V_{g1\sim}$	= 60 32	100 58

b) Triodo per il comando di uno stadio finale di transistori in push-pull

$V_a = V_b$	= 60	120 kΩ
R_k	= 0,63	1,6 kΩ
R_a	= 6,5	16 kΩ
I_a	= 6,0	6,0 mA
$N_{\sim}(_{k=10\%})$	= 50	70 mW
$V_{g\sim}(_{N\sim=50mW})$	= 2,7	3,7 V_{eff}

Fig. 2. – Schema a blocchi di un radioricevitore AM-FM, con anodica a 6,3V.

Con un circuito adattato alla ECC86 si otterranno naturalmente dei valori migliori.

La fig. 2 mostra lo schema a blocchi di un ricevitore MA/MF; in esso sono indicati i valori dei livelli, le amplificazioni (V) dei vari stadi e gli assorbimenti. Esso è disegnato nella condizione MF. Nel caso di funzionamento MA:

la ECC86 viene esclusa
la EF97 serve come amplificatore AF
la ECH83 serve come mescol.-oscillat.
la EF97 serve come primo stadio MF
la EBF83 serve come secondo stadio e demodulatore.

La parte BF resta invariata nei due casi.

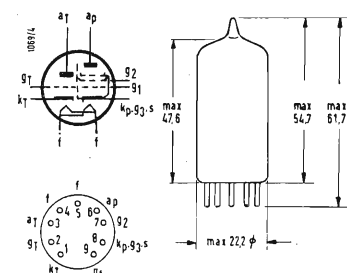



Fig. 3. – Zoccolatura e ingombro della ECF83.

2. - IL TRIODO PENTODO PER BF ECF 83.

Questa è una valvola studiata dalla Siemens che servirà come punto di unione fra la parte a valvole e la parte a transistori degli apparecchi autoradio ibridi. Per questo scopo si richiede una valvola con un'alta amplificazione in bassa frequenza e con una minima sensibilità microfonica. Nella tabella sono riportati i dati di funzionamento delle due sezioni. Il triodo che fornisce una potenza di almeno 50 mW si presta bene per il comando di uno stadio finale a transistori. Anzi si deve ricorrere ad una forte controreazione (con un fattore ≥ 2) il che è utile per ridurre la distorsione non lineare e per compensare le variabilità dei transistori. I dati si riferiscono a due tensioni anodiche 60 V e 120 V. La seconda è più adatta per i circuiti a MF perchè garantisce un minore rumore di fondo.

3. - LA ECC 86 COME PRIMO STADIO DI UN RICEVITORE IN ONDE ULTRACORTE.

La fig. 4 mostra un circuito studiato apposta per la ECC86. La prima parte della valvola lavora come preamplificatrice con griglia a massa. Quest'ultima viene infatti messa a terra con un condensatore da 500 pF. La tensione anodica viene applicata attraverso la bobina Dr_1 di circa 2 μH (24 spire su un corpo di 6 mm). I circuiti anodico e catodico sono accordati. Il punto di lavoro è stato scelto in modo da avere un'alta amplificazione. Con una data resistenza esterna, che nel caso delle onde UC è fissata in 5 kΩ, e con una data amplificazione μ si deve cercare di avere una bassa resistenza interna o un'alta pendenza. La polarizzazione di griglia viene fissata a circa — 0,4 V e viene ottenuta con la resistenza di griglia di 100 kΩ.

3.1. - Il circuito catodico in alta frequenza.

L'alta frequenza viene applicata al catodo attraverso il trasformatore L_1 L_2. Il circuito sintonizzato L_2 C_o ha le seguenti caratteristiche:

Campo di frequenza .. 84 ÷ 100 MHz
Capacità totale .... 15,3 pF
Induttanza L_1: 3 spire di rame da 0,5 mm strettamente avvolte su L_2
Induttanza L_2: 4 spire di rame da 1 mm argentato avvolte su un corpo da 11 mm con nucleo regolabile da 8 × 20 mm con corsa di 17 mm, 0,236 ÷ 0,166 μH
Q_0 fattore di qualità a catodo freddo

$$\frac{f_0}{\Delta f} = \frac{94}{1,27} \ldots\ldots\ldots\ldots 74$$

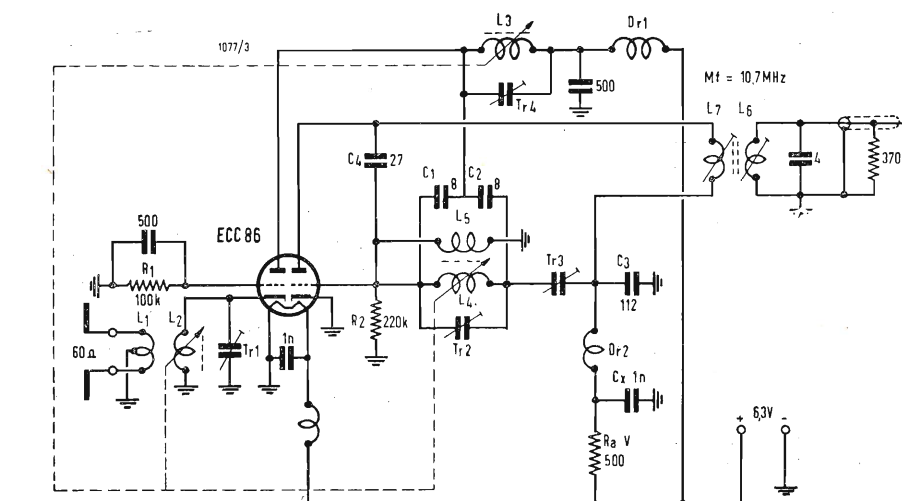



Fig. 4 - Circuito dello stadio di preamplificazione e dello stadio convertitore realizzato con una ECC 86.

Y_0 ammettenza del circuito a catodo freddo .... 0,122 mS
Z_0 resistenza del circuito a catodo freddo .... 8,2 kΩ
$1/r_{el}$ ammettenza elettronica di entrata .... 0,07 mS
G_{GK} ammettenza di entrata con griglia a massa .... 1,13 mS

$$G_{GK} = S \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{R_a}{R_i}} = 2,6 \frac{1}{1 + \dfrac{6,5}{5}} = \frac{2,6}{2,3} = 1,13$$

Y_E ammettenza totale senza antenna .... 1,32 mS

$$Y_0 + \frac{1}{r_{el}} + G_{GK} \ .. \ (760\ \Omega)$$

3.2. - Tensione di rumore.

Per determinare il migliore adattamento si è misurato il fattore di rumore F in funzione della resistenza di antenna riferita al circuito catodico accordato. Si vede subito che il minimo fattore (5) corrisponde a una resistenza di 800 Ω.

I dati del circuito che abbiamo prima riportato servono appunto a trasformare in 800 Ω la resistenza di antenna di 60 Ω.

Nonostante la larghezza di banda dell'antenna sia superiore a tutte le gamme di onde UC si è preferito un circuito accordato per ottenere un migliore adattamento in tutto il campo.

Il valore dell'ammettenza di entrata Y_E e quello ottimo dell'antenna $G'_{ant.\ ott.}$ sono praticamente uguali quindi l'adattamento ottimo per quanto riguarda il rumore coincide con l'adattamento ottimo per quanto riguarda l'amplificazione.

3.3. - Amplificazione di antenna.

L'amplificazione dei morsetti dell'antenna al catodo, poichè $G'_{ant.\ ott.}$ Y_E si calcola con la:

$$V = \sqrt{\frac{G_{ant.}}{Y_E}} = \sqrt{\frac{16,66}{1,32}} = 3,56$$

3.4. - Circuito anodico e amplificazione AF.

Il circuito anodico viene sintonizzato con un nucleo. I dati sono:

Gamma di frequenza 84 ÷ 100 MHz
C_o capacità totale .... 20 pF

Composta da:

Carico dello stadio mescolatore .... 9,5 pF
Trimmer .... 4,5 pF
Valvole, zoccolo, collegamenti 6,0 pF
Induttanza L_3: 5 spire 1 mm di rame argentato lunghezza 16 mm, diametro 11 mm, nucleo regolabile con corsa di 17 mm 0,180 ÷ ÷ 0,127 μH

Q_o fattore di qualità a valvola fredda 91,5
Z_o impedenza del circuito a valvola fredda .... 7,85 kΩ
Q' con valvola calda ma senza resistenza di carico del primo stadio 77
Z' impedenza .... 6,5 kΩ
R'_{oz} carico dello stadio mescolatore .... 37,4 kΩ

L'amplificazione in alta frequenza si può calcolare partendo da Z':

$$V_{GB} = (\mu + 1) \frac{Z'}{R_i + Z'} =$$

$$= 15 \cdot \frac{6,5}{5 + 6,5} = 8,5$$

Questa è l'amplificazione fra catodo e anodo. Però prima dell'entrata nella

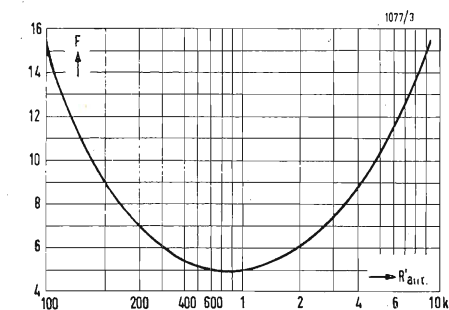



Fig. 5 - Fattore di rumore F in funzione della resistenza di antenna R'_{ant}. Il valore ottimo si trova a 800 Ω.

mescolatrice c'è una divisione di tensione fra C_1 e C_i, come si vede nella fig. 6, che avrà un fattore t uguale a:

$$t = \frac{C_1}{C_1 + C_i} = \frac{8}{8 + 11,6} =$$

$$= 0,408$$

Infatti il circuito della fig. 6 è il noto ponte per l'entrata dello stadio mescolatore e con C_1 e C_2 uguali deve essere $C_3 + T_{r3} = C_i$. Quindi con $T_{r3} = 13$ pF e $C_3 = 112$ pF, si ha $C_i = 11,6$ pF.

Perciò $R_{oz} = t^2 R'_{oz} = 0,164 \cdot 37,4 =$ $= 6,14$ kΩ e l'amplificazione totale fino alla griglia della mescolatrice diventa:

$$V_{AF} = V_{ant} \cdot V_{GB} \cdot t = 3,56 \cdot 8,5 \cdot 0,408 = 12,3$$

3.5. - Circuito dell'oscillatore e del mescolatore.

La frequenza dell'oscillatore viene fissata dal circuito L_4 e la reazione avviene dall'anodo attraverso L_5. Il condensatore di accoppiamento C_4 di 27 pF fa parte del circuito primario del filtro di banda. Per la simmetria si adotta un circuito a ponte, schematizzato nella fig. 6, che si regola con T_{r3} in modo da ottenere una tensione minima fra C_1 e C_2. Per la disattenuazione della resistenza interna della valvola si usa un noto circuito di controreazione con il quale il condensatore C_3 riporta una parte della media frequenza nella griglia.

L'applicazione della tensione anodica di preinserzione viene trasformata in parte come carico del circuito a media frequenza. Normalmente essa ha

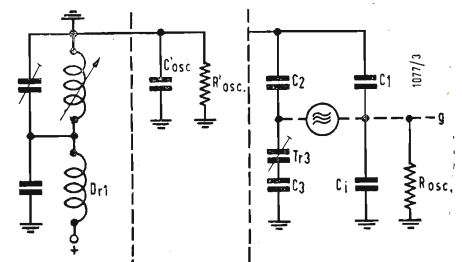



Fig. 6 - Divisione di tensione nelle capacità C_1 e C_i.

un valore di 10 kΩ o più; con le valvole a bassa tensione anodica essa può essere pari al massimo a 500 Ω. Però con 500 Ω il circuito a media frequenza sarebbe stato troppo attenuato. Con la bobina Dr_2 e il condensatore verso terra di circa 800-1000 pF si è eliminato questo inconveniente e si è mantenuta la funzione principale di questa resistenza che è quella di attenuare le sovraoscillazioni. L'induttanza di Dr_2 deve essere almeno di 4 ÷ 6 μH per non diminuire troppo l'induttanza totale del circuito accordato.

Per quanto riguarda le *sovraoscillazioni* è noto che esse dipendono dalla costante di tempo del circuito di griglia e che possono essere eliminate diminuendo i valori del condensatore e della resistenza di griglia. Però nella ricezione delle onde UC contro i piccoli valori del condensatore e della resistenza di griglia stanno: *l'amplificazione*, i *rumori di fondo* e i *disturbi*.

Nei normali ricevitori per onde UC il valore della resistenza di griglia delle mescolatrice è sempre compreso fra 500 kΩ e 1 MΩ. Nel nostro caso la resistenza di 100 kΩ rappresenta un ottimo compromesso fra la stabilità e le altre caratteristiche.

Un oscillatore con una resistenza del circuito di 5 kΩ può dare una tensione con un'ampiezza di 2,5 V. Nella griglia con un rapporto di trasformazione 1 : 1 e con il circuito a ponte si avrebbe una tensione metà. Però ciò sarebbe troppo pericoloso per le sovraoscillazioni e si è preferito diminuire l'accoppiamento e portare la tensione a 0,7 V efficaci che corrispondono alla massima pendenza di conversione.

Il circuito dell'oscillatore ha le seguenti caratteristiche:

Gamma di frequenza 94,7 ÷ 110,7 MHz
Capacità totale .... 20,3 pF

Composta da $\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ .... 4 pF

$\frac{1}{2} \cdot \frac{Tr_3 \cdot C_3}{Tr_3 + C_3}$ .... 5,8 pF

Trimmer e collegamenti .... 10,5 pF
Induttanza L_4: 4 spire di Cu argentato da 1 mm. Corpo: lunghezza 15 mm, diametro 12 mm, nucleo 8 × 15 mm. Corsa 17 mm 0,14 ÷ 0,1 μH
Induttanza L_5: 3 spire filo isolato da 0,5 mm avvolto sul lato freddo di L_4.

3.6. - Caratteristiche del filtro di banda e dell'amplificazione di conversione.

Induttanze

L_6 8 μH	L_7 9,2 μH
41 spire	41 spire
0,2 mm CuSS	0,25 mm CuSS
Corpo ⌀ 7 mm	Corpo ⌀ 7 mm
28 pF	24,3 pF

$$C_o = \frac{C_m \cdot C_F}{C_m + C_F} + C_{sp}$$

$\omega C_o = 1,675 \cdot 10^{-3} — 1,63 \cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}$

Q_o fattore di qualità senza attenuazione aggiuntiva 107
Q_o fattore di qualità con valvole oscillante 82,5
Z_o impedenza ..... 57 ÷ 65,6 kΩ
Z' impedenza ..... 31 ÷ 50,5 kΩ
R'_{ie} resistenza interna apparente della mescolatrice .... 68 kΩ
q accoppiamento relativo . 0,9
C_m capacità totale fra anodo e massa .... 32 pF
C_F capacità totale fra N e massa .... 127 pF
a presa capacitiva $\frac{C_F}{C_F + C_m}$ 0,8
C_{sp} .... 2,4 pF
Larghezza di banda . . 200 kHz

3.7. - Amplificazione totale.

L'amplificazione totale teorica è pari a 155, con una misura pratica si è trovato 170. La differenza è da attribuire a una leggera reazione.

3.8. - Osservazioni finali.

Questa valvola si adatta bene anche ad altri circuiti. Con essa si può raggiungere in MF una sensibilità di 1 μV per 50 mW di uscita.

Come oscillatrice è molto stabile anche al variare della tensione di alimentazione; le oscillazioni si spengono solo quando la tensione raggiunge valori di 4 ÷ 4,5 V. Si deve ricordare che questa valvola oltre che permettere l'eleminazione del vibratore ha anche un consumo bassissimo: meno di 10 mW al posto dei 4,5 W della ECC85.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

Normalizzazione dei Simboli per Semiconduttori negli Stati Uniti

VERSO LA FINE dell'anno scorso lo « Institute of Radio Engineers » pubblicava una normalizzazione ufficiale per i simboli dei semiconduttori. Essa è stata elaborata con l'intento di conservare il maggior numero possibile di

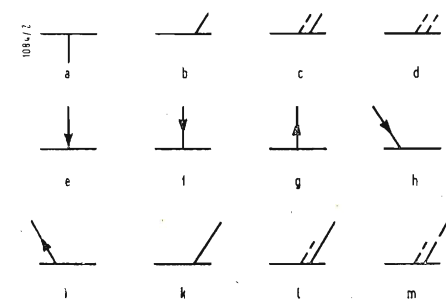



Fig. 1. – Singoli elementi dei simboli per semiconduttori.

simboli usati finora e di non disturbare troppo i criteri ai quali siamo abituati da dieci anni. D'altra parte si è voluto definire molto esattamente le singole parti di questi simboli e dare loro un preciso significato scientifico in modo da rendere possibile la rappresentazione non solo dei classici elementi a semiconduttori ma anche degli ultimissimi tipi più complicati e di tutte le possibili realizzazioni future. Tutto il sistema è basato su una linea orizzontale che rappresenta la base, e su dei segmenti inclinati con o senza freccia per rappresentare rispettivamente l'emettitore e il collettore. Si consiglia infine di racchiudere tutti gli elementi in un cerchio per rendere più evidente la posizione del transistore nel circuito.

La fig. 1 mostra i singoli elementi dei simboli per semiconduttori. Una zona semiconduttrice con un collegamento ohmico deve essere rappresentata come in 1a; in essa la linea orizzontale rappresenta la base e la linea verticale il collegamento ohmico. Questo collegamento può anche apparire più volte ed avere altre direzioni. Un passaggio da una zona *n* ad una *p* senza collegamento viene rappresentato da un segmento corto inclinato ed è sempre lo stesso indipendentemente dal senso *np* o *pn* (fig. 1 b). La fig. 1 c è il simbolo di una zona di tipo diverso, quindi per esempio la successione *pin*. La fig. 1 d mostra invece una zona *i* fra due zone dello stesso tipo, per esempio *n i n*.

Una zona *p* su una zona *n* cioè una superficie con proprietà raddrizzatrici viene rappresentata come nelle fig. 1 e, 1 f. L'angolo delle frecce è di 60° in 1 e e di 45° in 1 f. La polarità inversa, cioè uno strato *n* su uno *p* si rappresenta con la freccia diretta in senso opposto e nella fig. 1 g si vede una delle due possibilità. L'emettitore si rappresenta con una linea inclinata di 60° munita di freccia, in 1 h si ha un emettitore *n* su uno strato *p*. Questi simboli possono comparire più volte ed essere inclinati verso una parte qualsiasi. Lo stesso dicasi per il simbolo del collettore della fig. 1 k. Se si è inserito uno strato *i* si ha in base alle fig. 1 c o 1 d la rappresentazione della fig. 1 l. Il simbolo della fig. 1 m è quello di un collettore che è diviso da un semiconduttore dello stesso tipo di conduzione da uno strato *i*. È importante osservare che il collettore e l'emettitore con collegamenti ohmici devono avere una lunghezza doppia degli alti segmenti che servono a designare il tipo di conduzione. La fig. 2 mostra alcuni esempi di pratica applicazione dei simboli elementari della fig. 1. La fig. 2 a e 2 b rappresentano un transistore *p n p* o *n p n* e mostrano che i collegamenti agli elettrodi possono essere piegati sia all'interno che all'esterno del cerchio. I due transistori potrebbero avere anche uno strato *i*; ma non è necessario segnare la sua presenza nel simbolo. Il simbolo della fig. 2 c mostra un transistore a unigiunzione *p* che viene chiamato anche diodo a doppia base o transistore a filo. La fig. 2 d rappresenta la combinazione di un passaggio raddrizzatore da *n* a *p* e di due collegamenti ohmici sulla base. Nelle fig. 2 e e 2 f sono rappresentate delle serie di zone più complicate. La 2 e è il simbolo di un elemento *p n p n* nel quale oltre alla base sono presenti due emettitori polarizzati: cioè un emettitore *p* sulla base *n* e poi un passaggio *p n* nella base e un emettitore *n* (a destra) sulla parte *p* della base. La fig. 2 f è analoga; però in esso l'elettrodo di destra è un collettore quindi si tratta di un transistore *n p n p*. Nelle fig. 2 g. e 2 h si vedono due diversi rappresentazioni del tetrodo *p n p*. I due collegamenti di base possono trovarsi da una sola parte o da tutte e due le parti. La fig. 2 i mostra il transistore *p n i p*, in essa con i due elettrodi di base si mostra che anche lo strato *i* ha un collegamento ohmico.

A

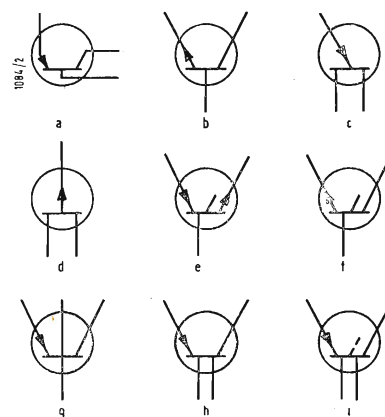



Fig. 2. – Esempi di pratica applicazione dei simboli di fig. 1.

Il Diodo-Pentodo Miniatura 6AM8 - FIVRE

LA 6AM8 è una valvola miniatura multipla a 9 piedini, la quale permette molteplici applicazioni nei circuiti per i ricevitori televisivi. Ciascuna delle due sezioni ha un proprio catodo e risulta indipendente dall'altra.

Il pentodo, caratterizzato da una elevata transconduttanza ($G_m = 7000$ μS) e da basse capacità interelettrodiche ($C_i = 6,0$ pF, $C_u = 2,6$ pF, $C_{gp} = 0,015$ pF_{max}), presenta di un elevato fattore di merito $\frac{G_m}{C_i + C_u}$. Risulta particolarmente adatto quale amplificatore a bassa frequenza video od a frequenza intermedia video ed audio nei ricevitori televisivi.

L'impiego più tipico è nello stadio finale della catena a frequenza intermedia video, combinato all'uso del diodo come rivelatore video. La successione logica delle due suddette funzioni e la riunione delle due unità di valvola che le compiono nella 6AM8 consentono la realizzazione dei relativi circuiti TV in forma semplice e con eccellenti risultati.

La sezione pentodo, che ammette una dissipazione di placca di 2,8 W, è simile alla nota 6CB6, di cui rappresenta per alcuni aspetti un miglioramento nella citata funzione tipica; la sezione diodo è simile a ciascuna sezione del doppio diodo 6AL5.

La 6AM8 è inclusa nel programma di fabbricazione della FIVRE per il corrente anno. Connessioni allo zoccolo del diodo-pentodo 6AM8:

piedino 1 = catodo pentodo
piedino 2 = griglia comando pentodo
piedino 3 = griglia schermo pentodo
piedino 4 = filamento
piedino 5 = filamento
piedino 6 = placca pentodo
piedino 7 = catodo diodo
piedino 8 = placca diodo
piedino 9 = soppressore pentodo

Il Campo di Frequenza dei Transistori a Superficie*

I PIÙ VECCHI tipi di transistori a superficie sono o tirati o legati, i primi hanno di solito la successione *npn* ed i secondi la *pnp*. Lo sviluppo di questi primi tipi portò a potenze sempre maggiori e a campi di frequenza sempre più estesi. L'aumento di potenza si ottenne con il miglioramento delle vecchie tecnologie e l'aumento di frequenza con l'elaborazione di nuove tecnologie.

I fattori che limitano la frequenza nei transistori sono diversi. Un effetto molto importante è quello del tempo di passaggio dello strato della base perchè le cariche iniettate dall'emettitore nella base devono attraversare lo strato per diffusione in quanto il campo elettrico in esso è nullo. Un effetto limitatore sulle frequenze ha anche la capacità collettore-strato di blocco, perchè essa viene a trovarsi in parallelo con la resistenza di carico. Inoltre l'impedenza di entrata del transistore non è più ohmica già prima del raggiungimento della frequenza limite x a causa dell'azione combinata della capacità emettitore — strato di base e della resistenza dello strato limite e della zona di base.

Fig. 1. – Schema dei vari tipi di transistori a superficie.

Tutti questi fattori hanno come risultato che i transistori legati (A) possono arrivare al massimo a 1 MHz. Per poter raggiungere questa frequenza occorre uno spessore di base di non più di 50 μ e non sarebbe possibile ottenere spessori più sottili. Si può ottenere qualche miglioramento solo diminuendo la superficie dei vari elementi e quindi la capacità ma con ciò si riduce anche la potenza.

Nella fig. 1 si vede lo sviluppo dei due tipi fondamentali. Il tipo C è detto *surface barrier - transistor*; in esso si praticano due nicchie per l'emettitore e il collettore con un attacco elettrolico, poi invertendo la polarità si deposita nelle nicchie dell'indio, gli strati periferici fra l'indio e il germanio *n* rappresentano i passaggi *pn* per il collettore e l'emettitore. Con questa tecnica si possono raggiungere spessori di base di 10 μ e quindi delle frequenze di 50 MHz.

Il transistore D derivato dal tipo legato e provvisto di due contatti di base, il secondo ha una polarizzazione tale da bloccare la parte superiore della zona di base. Con ciò si riduce il campo nel quale i portatori di carica possono passare attraverso la base e quindi aumenta la frequenza limite.

Un notevole progresso è quello del transistore *pnip* (E). In esso lo strato di base che deve essere attraversato per diffusione è estremamente sottile. Questo strato viene protetto dalla tensione del collettore da uno strato cattivo conduttore, quindi si può aumentare la tensione e migliorare così le caratteristiche in alta frequenza del transistore. Questo strato cattivo conduttore è costituito da germanio a conduzione propria (intrinsic) e viene perciò indicato con la lettera *i*. Lo strato *i* viene attraversato dai portatori di carica sotto la spinta del campo elettrico loro applicato, perciò questi si chiamano anche *drift-transistors*. In questo caso si può trascurare il tempo di passaggio. Inoltre questo strato diminuisce la capacità collettore — strato di blocco e migliora ulteriormente le proprietà in alta frequenza. Con uno spessore di base di 5 ÷ 10 μ, una capacità del collettore di circa 0,3 pF, una resistenza in serie alla base di 100 Ω e una tensione di 100 V si arriva ad una frequenza limite di 100 MHz.

Una tecnica completamente nuova è stata recentemente resa nota della Bell. In essa si parte per esempio da germanio *p* e si fanno penetrare nel germanio, per diffusione da un gas, i ricevitori e i donatori. Con ciò s'ottengono delle fronti di diffusione che sono più regolari e più piane delle fronti dei transistori legati. Scegliendo delle opportune impurità per i donatori e ricevitori essi possono essere diffusi contemporaneamente e la successione *pnp* si ottiene con la diversità delle velocità di diffusione e delle concentrazioni.

Questi transistori (F) hanno uno spessore di base estremamente sottile, finora hanno permesso di raggiungere 500 MHz ma si pensa di potere arrivare a 1000 MHz.

Il transistore G è stato sviluppato nel 1956. Per la sua formazione si parte da una barretta di germanio che contiene donatori e ricevitori in rapporto tale da avere una conduzione tipo *n*. Poi si fonde elettricamente la barretta da un lato e quando la funzione è arrivata a metà la si interrompe e si raffredda. Si ottiene così un transistore *npn*; in esso il limite fra la parte fusa e la parte rimasta solida rappresenta lo strato *pn* dalla parte del collettore. Il secondo strato *pn* si ferma con il rapido raffreddamento dell'elemento fuso. Lo spessore della base cioè la distanza fra questi due strati viene determinata dal tempo che passa fra la fusione e la solidificazione e il carattere della base dipende dalla velocità di raffreddamento. Per la preparazione di questo transistore si fa uso in pratica del sistema inpiegato per la depurazione dei metalli basato sulla diversa ripartizione delle impurezze fra fase solida e fase liquida. Si possono così ottenere degli spessori di base di 2,5 — 25 μ. Con esemplari di laboratorio con una base di 12 μ si ottenne una amplificazione di potenza di 30 dB a 1 MHz. L'arrotondamento dal lato emettitore è dovuta alla solidificazione della parte fusa.

A

(*) Flächen Transistoren und Ihre Frequenzbereiche, *Radio Mentor*, Marzo 1958, XXIV, 3, pag. 154.

Raddrizzatori al Silicio per Alte Potenze e Temperature

QUALCHE tempo fa avemmo occasione di accennare a questi tipi di raddrizzatori a quel tempo già realizzati, e presentati di recente sul mercato americano, dalla G.E. Le brillanti caratteristiche e le prestazioni eccezionali, specie per quanto concerne la corrente raddrizzata e le temperature di funzionamento ammesse, hanno indotto la FIVRE a prendere in considerazione questi raddrizzatori includendoli nel suo programma di fabbricazione. Riteniamo perciò utile, con questa breve nota, portare a conoscenza dei lettori interessati alcune tra le caratteristiche più salienti di questi tipi di raddrizzatori. Nelle tabelle 1 e 2 sono riportati rispettivamente i valori max assoluti ed i dati relativi ad una delle applicazioni più tipiche del raddrizzatore 4JA60.

Nella fig. 1 è riportato il disegno d'assieme del dispositivo e sono indicate le dimensioni principali d'ingombro.

L'applicazione del 4JA60 nei circuiti di raddrizzamento è similare a quella di qualsiasi altro tipo di raddrizzatore, salvo alcuni particolari accorgimenti derivanti dalle proprietà della giunzione al silicio.

Per esempio, la caduta di tensione è estremamente bassa, come si vede dalle curve di fig. 2; ciò, mentre rende possibile una eccellente regolazione ed un'ottima efficienza, non assicura alcuna limitazione al valore della corrente di corto circuito come avviene per gli altri raddrizzatori meno efficienti.

Perciò molta cura dovrà essere posta nella realizzazione dei circuiti di rettificazione, che, oltre ad essere sempre provvisti di organi di protezione (fusibili), dovranno essere previsti con valori di impedenza sufficientemente alta onde limitare i valori della massima corrente di picco, che potrebbe verificarsi nelle condizioni di peggiore funzionamento (cioè transitorii, corti circuiti accidentali, ecc.), in maniera che essa sia contenuta entro i limiti fissati dalla curva della fig. 3.

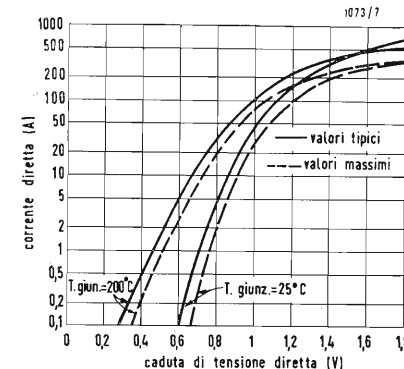



Fig. 2 - Caduta di tensione diretta in funzione della corrente raddrizzata diretta.

Fig. 1 - Dimensioni di ingombro (in mm) dei raddrizzatori al silicio serie 4JA60.

Un altro dato fondamentale da tenere in considerazione è la massima temperatura di giunzione ammessa. Poichè è praticamente impossibile misurare direttamente questa temperatura, è stato previsto sul gambo del rettificatore un foro attraverso il quale può essere misurata la temperatura del gambo, che chiameremo T_{gambo}, mediante l'introduzione di una termocoppia. Se indichiamo con ΔT la differenza di temperatura tra il gambo e la giunzione possiamo scrivere:

$$T_j = T_{gambo} + \Delta T$$

dove con T_j abbiamo indicato la temperatura di giunzione. Perciò la T_j può essere determinata misurando la temperatura del gambo ed aggiungendo ad essa la ΔT, che si calcola agevolmente, essendo una quantità dipendente quasi esclusivamente dal valore della corrente diretta e più precisamente dal valore della potenza dissipata nel ciclo diretto (P_c), a cui la ΔT è legata, come è noto attraverso il gradiente termico K dalla relazione:

$$\Delta T = K \cdot P_c$$

dove ΔT è in [°C], se K è espresso in [°C/W] e P_c in [W].

Nella fig. 4 sono riportate le curve che danno direttamente la potenza dissipata e la corrispondente temperatura massima del gambo ammessa in funzione della corrente media diretta.

Per una data corrente media la potenza

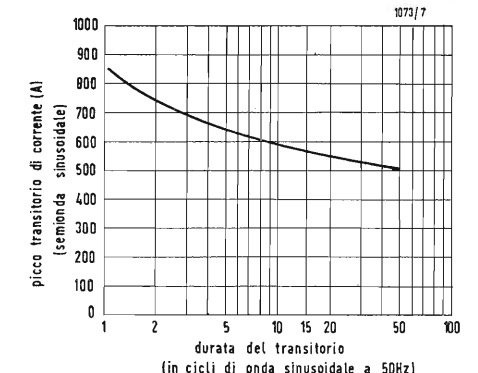



Fig. 3 - Valori limiti della corrente transitoria di picco in funzione della durata del transitorio.

TABELLA II
APPLICAZIONE TIPICA

Circuito trifase a ponte con carico resistivo	
Tensione raddrizzata	280 V
Corrente raddrizzata	215 A
Potenza raddrizzata	60 kW
Efficienza di rettificazione	99 %

Raffreddamento richiesto:
Una piastra di rame di circa 40 cm² di superficie e di circa 3 mm di spessore per ciascuna unità rettificatrice, per una ventilazione forzata con aria a 30 °C alla velocità di 600 metri al minuto.

dissipata è più grande nel caso dei circuiti polifasi, e ciò perchè in questi circuiti si hanno valori di picco maggiori, e conseguentemente anche maggiori valori efficaci, delle correnti.

Il gradiente termico nel caso del 4JA60 è dato da $K = 1$ °C/W, per cui ogni watt

(il testo segue a pag. 236)

TABELLA I . VALORI MASSIMI ASSOLUTI
(carico resistivo o induttivo, f = 50 Hz)

Tipo		4JA6OC	4JA6OB	4JA6OA	4JA6OF
Tensione inversa, PIV	volt	300	200	100	50
Tensione efficace d'ingresso	volt	210	140	70	35
Corrente raddrizzata	amp.	v. fig. 4	v. fig. 4	v. fig. 4	v. fig. 4
Picco di corrente transistoria (per 1 ciclo)	amp.	v. fig. 3	v. fig. 3	v. fig. 3	v. fig. 3
Caduta di tensione	volt	v. fig. 2	v. fig. 2	v. fig. 2	v. fig. 2
Corrente inversa (al max PIV e temp. di giunzione = = 200 °C)	mA	50	50	50	50
Temp. di funzionamento	°C	— 65 ÷ + 200	— 65 ÷ + 200	— 65 ÷ + 200	— 65 ÷ + 200
Temp. di immagazzinamento	°C	— 65 ÷ + 200	— 65 ÷ + 200	— 65 ÷ + 200	— 65 ÷ + 200

Ammettenza d'Ingresso del Doppio Triodo 12AT7 nella Regione VHF

SI DESCRIVE il metodo di misura dell'ammettenza del circuito d'ingresso del doppio triodo 12AT7. I risultati ottenuti indicano che il circuito d'ingresso consiste di una capacità di 4 pF in parallelo ad una resistenza variabile con la frequenza come indicato in fig. 2.

1. - Metodo di misura.

L'ammettenza d'ingresso del doppio triodo 12AT7 è stata misurata sul Q-meter tipo 170-A della Boonton Radio Corporation. Il circuito impiegato è illustrato in figura 1. La placca della sezione triodo in prova è collegata a massa attraverso una capacità di 800 pF; il circuito catodico comprende una resistenza di polarizzazione di 270 Ω in parallelo ad un condensatore di 800 pF. Un altro condensatore, pure di 800 pF, è collegato tra un lato del filamento e la massa, mentre l'altro lato del filamento è direttamente a massa. La griglia è connessa a massa attraverso una resistenza di 1 MΩ ed al Q-meter attraverso una capacità di 100 pF. L'altra sezione del tubo non in prova ha tutti gli elementi a massa.

È stata scelta una condizione di funzionamento tipica, con corrente di placca di 10 mA, –2,7 V di polarizzazione e approssimativamente 270 V sulla placca.

Fig. 1 - Circuito di misura della ammettenza di ingresso del doppio triodo 12AT7.

Per assicurare un minimo accoppiamento tra i componenti del tubo e il Q-meter, e tra le varie parti del circuito, il tubo e tutti i suoi componenti sono stati chiusi in una scatola metallica con l'uscita della capacità d'accoppiamento alla griglia da un lato e dei collegamenti di alimentazione da un altro lato. Inoltre, il telaio sul quale venne montato il circuito è stato realizzato in modo tale da separare i collegamenti di alimentazione dagli altri componenti.

Nella costruzione del complesso si ebbe cura di tenere tutti i collegamenti i più corti possibile, usando il piedino centrale della basetta portavalvola per il ritorno comune di tutti i circuiti. Come capacità furono scelti condensatori in ceramica la cui impedenza è di circa 20 Ω a 200 MHz. La capacità di accoppiamento è un condensatore in ceramica di 100 pF con una impedenza massima a 40 MHz di circa 35 Ω. Le impedenze di blocco hanno induttanza dell'ordine di 1,8 μH e la loro risonanza parallelo è circa 160 MHz. L'errore introdotto dalle impedenze di questi componenti rispetto al circuito in corto o aperto è piuttosto piccolo e, ad ogni modo, produce le stesse variazioni dell'ammettenza d'ingresso che si sarebbero trovate nelle normali condizioni di funzionamento.

Poichè alle frequenze più alte le misure di Q forniscono valori che cadono al di fuori della scala del Q-meter 170 A, è stato necessario introdurre appropriati fattori di scala, regolando opportunamente la tensione di uscita dell'oscillatore, naturalmente con la avvertenza di non danneggiare lo strumento indicatore.

Tutte le altre operazioni sono state effettuate come in condizioni normali.

2. - Risultati.

L'ammettenza d'ingresso determinata con queste misure può essere presentata sotto forma di una capacità e di una resistenza in parallelo. Come è stato direttamente misurato, ciascuno di questi valori è costituito da un componente appartenente al circuito d'ingresso ed alla basetta portavalvola ed un altro appartenente al tubo stesso. La capacità attraverso il circuito di ingresso è stata valutata di 2,1 pF mentre la resistenza è data dalla curva superiore della fig. 2. Togliendo questi valori dalla totale ammettenza d'ingresso misurata si ricava l'ammettenza d'ingresso dei tubi stessi. La capacità d'ingresso dei tubi in corto circuito ha il valore medio di 5,5 pF; questo è la somma della effettiva capacità di ingresso e della capacità griglia-placca. Quest'ultima ha un valore medio di 1,5 pF, perciò la capacità d'ingresso risulta di 4 pF.

In fig. 2 è data la resistenza di ingresso in funzione della frequenza. La curva tracciata rappresenta la media delle misure effettuate

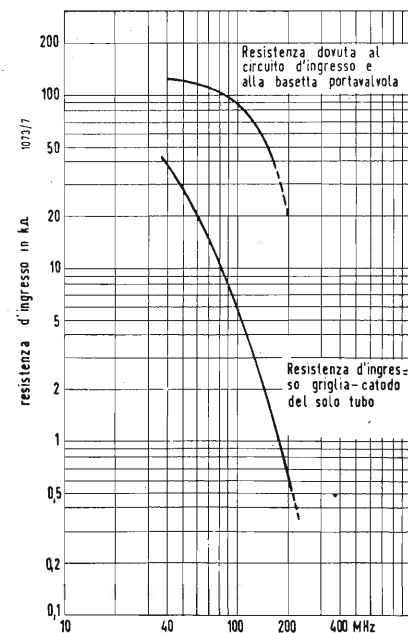



Fig. 2 - Componente resistiva della ammettenza di ingresso del doppio triodo 12AT7.

su più tubi. Da questa curva si può vedere che la resistenza d'ingresso varia da circa 30.000 Ω a 45 MHz (FI) a circa 450 Ω a 220 MHz (all'estremo superiore della banda di frequenza usata in televisione, nel campo VHF).

(Inform. Tecn. FIVRE)

Raddrizzatori al Silicio per Alte Potenze e Temperature

(segue da pag. 235)

Fig. 4 - Potenza dissipata e corrispondente temperatura massima del gambo in funzione della corrente raddrizzata diretta.

dissipato nella giunzione darà luogo ad un $\Delta T = 1$ °C. Si hanno perciò tutti gli elementi per determinare la temperatura di giunzione massima, che non dovrà cioè essere mai superata, corrispondente ad una massima corrente raddrizzata.

Per esempio, nel caso di un circuito monofase funzionante con una corrente raddrizzata di 30 A, dalla curva di fig. 4 si ricava una potenza dissipata corrispondente di 26 W. Perciò la massima temperatura del gambo in questa condizione non dovrà essere superiore a 174 °C (200 °C — 26 °C).

(Inform. Tecn. FIVRE)

Algeria

Dal 21 Febbraio il programma francese è irradiato in relais su 11835 kHz (50 kW) dalle ore 06,30 (Dom. 07.00) alle ore 09.00, dalle ore 11.00 alle ore 22.45. Il trasmettitore operante su 9570 (50 kW) è in relais della emissione Araba su 6160 kHz (50 kW), per il programma in Kabile.

Angola

Radio Clube de Malange è in aria come segue: CR6RE su 7245 kHz (0,25 kW) 08.00-09.00, 13.00-15.00, 19.00-22.00 (domenica 09.00-12.00, 14.30-22.00). Radio Clube de Mocamedes ci comunica che è in aria dal 1° Aprile come segue: 07.00-08.00, 12.00-12.30, 18.30-22.00 su 7230 kHz.

Argentina

Radio Nacional di Buenos Aires ha inaugurato un nuovo programma estero a carattere internazionale, dal Lunedì al Venerdì dalle ore 21.30 alle ore 00.30 dalla stazione LRA su 15345 kHz (50 kW). Le trasmissioni estere nelle lingue nazionali avvengono come segue: 21.30 in Spagnolo, 22.00 in Tedesco, 22.30 in ITALIANO, 23.00 in Francese, 23,30 in Inglese, 24.00 in Portoghese. Abbiamo immediatamente cercato di captare la Radio di Buenos Aires per poter riferire circa l'udibilità dei programmi. In lingua italiana non siamo stati capaci di intendere niente, solo verso le ore 22,45 siamo riusciti a captare Buenos Aires in francese e ciò a causa di fortissime interferenze. Vorremmo pregare gli amici argentini che desiderano farsi ricevere da noi in Italia a voler operare su una frequenza più alta (15300/15250 kHz).

Australia

Dal 16 Marzo Radio Australia ha cambiato la stazione operante su 17790 kHz (VCL 17) con VCL 15-15240 kHz dalle ore 21.59 alle ore 01,30 per il Nord Est dell'Asia e Isole del Pacifico. Una nuova frequenza impiegata è quella di 11840 kHz (VLG 11) operante dalle ore 23.14 alle ore 00.30 per i programmi diretti al Sud Est dell'Asia. Il programma DX del Sabato alle ore 23.00 viene trasmesso su 15240 kHz, non più su 17790 kHz.

Birmania

La « The Burma Broadcasting Service » opera su 7118 e 11764 kHz con notizie in lingua inglese dalle ore 16.00 alle ore 16.15.

Brasile

Una nuova stazione « Radio Rio Mar » da Manaos su 9695 kHz è in aria dalle ore 24.00 alle ore 03.00. Il « Radio Clube Ribeirao Preto » opera su 15415 kHz con il nominativo di ZYR 206.

Brasile

I programmi in lingua tedesca provengono dal Brasile come segue:

Radio Bandeirante: giornalieri escluso la Domenica dalle ore 22.30 alle ore 22.57 (Sabato anche dalle ore 18.30 alle ore 19.00). su 840 kHz e 6185-11925 kHz.

Radio Capocabana: Domenica 16.00-18.15, 23.00-00.15 al Martedì e Venerdì dalle ore 23.00 alle ore 23.30, su 4965 kHz (ZYP27).

Radio Quidatinha di Petropolis in relais con Radio Capocabana su 780 e 5045 kHz (F. M. 90,1 MHz).

Radio Cultura di San Paolo nei giorni feriali dalle ore 00.00 alle 00.30 su 1300-6165-9745 kHz. Alla Domenica dalle ore 16.00 alle ore 17.00.

Radio Gazeta di San Paolo giornalmente dalle ore 13.00-13.30, alla domenica dalle ore 20.05-20.55 su 890-5955-9685 kHz.

I programmi in lingua italiana, sinora conosciuti, sono:

Radio Inconfidencia da Belo Horizonte dalle ore 18.00 alle ore 18.30 su 50,00 (PRK5), 19,75 (PRK9).

Radio Diffusora di San Paolo dalle ore 01.00 alle ore 03.00 su 15155 kHz (ZYB8) ed in Relais da Radio Tupi di San Paolo ad onde medie (1040 kHz). Ci vengono segnalate le seguenti stazioni brasiliane operanti su 11745, 11855, 11855, 15215, 15225, 15295, 15325, 17705 come inattive. Le stazioni ZYS33, 6045 kHz e ZYN 9, 9595 kHz sono in funzione. La stazione ZYN32 è passata su 11875 kHz. Il segnale di chiamata della stazione ZY24 è ora udibile su 11815 kHz. Radio Record opera su 11965 con il segnale di chiamata PRB 24, 7.5 kW.

Canada

La stazione emittente della « Maritime Broadcasting Co. » di Halifax su 6130 kHz opera con il nominativo di CHNX - 0,5 kW.

Cina

Radio Pechino ci comunica che dal 3 Marzo il programma in lingua Inglese diretto all'Europa è in aria dalle ore 20.00 alle ore 20.30 e dalle 22.30 alle 23.00 sulle frequenze di 9460 e 11650 kHz.

Città del Vaticano

Segnaliamo che Radio Città del Vaticano trasmette in lingue Inglese alle ore 16.00 e 18.15 su 9646, 11685, 15120, 1529 kHz; 17.00 (Martedì) su 11685 kHz per l'India-Pachistan e Ceylon. In lingua Francese alle ore 12.45 e 15.30 su 7280, 9646, 11685, 1529 kHz; 20.15 su 6190, 7280, 9646, 1529 kHz; 07.30 (Giovedì) su 17840 e 21740 kHz per l'Africa Occidentale. In tedesco alle ore 13.45 e 15.45 su 9646, 11685, 15120, 1529 kHz e alle ore 20.45 su 6190, 7280, 9646, 1529 kHz.

Colombia

Una nuova stazione « Radio QUIBDO », La voz del Choco » da Quibdo è stata ascoltata dalle ore 24.00 alle ore 03.00 su 5043 kHz. Essa era in relais con HJBH su 1480 kHz.

Costarica

La stazione TIHBG di San Josè su 6060 kHz intesa come « Radio Crystal » ora annuncia « Radio Reloj » con frequentissimi segnali orari.

Cuba

Diamo qualche notizia delle stazioni cubane ad onde corte in aria al momento presente: COCO (9530 kHz) è inattiva. COBC 9363 kHz, COJK 9620 kHz, COCQ 9670 kHz, COBL 9833 kHz, COCY 11750 kHz sono regolarmente in servizio.

Ecuador

Le stazioni operanti sulle frequenze seguenti: 6265, 6557, 6610, 6635, 6745, 6820, 6985, 7000 sono passate tutte sulle gamme di 3 o 5 MHz.

Ecuador

Un ascolto di nuove stazioni dall'Ecuador: « Ondas del valante » da Azogues su 6140 kHz dalle ore 01.00 alle ore 04.00. Altra nuova stazione è « Radio Cultural de Machala » su 4725 kHz dalle ore 01.00 alle ore 05.00.

Finlandia

Dal 23 Marzo il servizio estero ad onde corte dalla Finlandia (Helsinki) è in aria come segue: 23.00-24.00 per l'Europa ed il Sud America su 15190, 17800 kHz (Inglese e Francese); 04.00-06.00 (Dom. 04.30-05.30) per il Nord America su 9550, 15190, 17800 kHz (04.00 Inglese e Francese, 05.30 Svedese, Lunedì in Finnico).

Francia

Ecco le ultime notizie riguardanti i programmi della Radiodiffusione Francese ad onde corte (Servizio Interno) 07.00-07.25 su 5965 kHz, 08.00-08.20 su 7220, 9560, 11700 per il Nord Africa; 20.00-20.25 su 9675, 9755, 10430, 11900 kHz per l'Europa ed il Nord Africa. Il programma di Paris Inter è collegato ad onde corte dalle ore 08.00 alle ore 23.00 su 6200 kHz.

Kascemir

Come risultato di un appello al Ministro Pachistano degli affari esteri il Direttore di « Radio Pachistan » ci ha informati che « AZAD Kashmir Radio » trovasi dislocata a Tararkhel nel Kashmir e che gli eventuali messaggi di ricezione di tale stazione devono essere inviati tramite « Rawalpindi » nel Pachistan. Rawalpindi trovasi a nord di Lahore lungo la linea Lahore Penshawar. Preghiamo i nostri cortesi lettori di volerci fornire qualche eventuale dato di ricezione.

Spagna

Radio Nazionale di Spagna usa 9370 kHz in sostituzione di 9695 kHz dalle ore 24.00 alle ore 00.45 (15420) e 01.00-04.00 (9360 e 11815) per l'America Latina. Inoltre usa una nuova frequenza (9352 kHz) diretta verso l'Africa per un programma in lingua Araba dalle ore 17.00 (circa) alle ore 22.00.

Spagna

« Radio Calatrava » apparentemente opera seralmente dalle ore 21.00 alle ore 21.25 con programma religioso di litanie del S. Rosario. Essa aggiunge alla indicazione di « Radio Calatrava » anche la dizione « Emisora del Rosario » oppure « La Voz de Linde Nacional ». Essa è operante su circa 6680 kHz ed è udibile con poca chiarezza. Calatrava è una piccola cittadina a 60 km a sud di Toledo.

Stati Uniti d'America

Programmi in lingua Inglese diretti verso l'Europa:

19.00-20.00	da	New York	11,52	13,81	13,95	16,83
		Münich	42,16			
		Tangeri	19,83	31,14		
22.00-22.30	da	New York	13,94	13,96	16,79	19,67
		Münich	42,16			
		Tangeri	19,62	31,14		

Programmi in lingua Tedesca:

18.15-18.30	da	New York	11,52	13,81	13,86	16,83
		Berlino-RIAS	49,46	(solo da Lunedì a Venerdì)		
22.45-23.00	da	New York	13,81	13,93	16,83	19,83
		Münich	42,16			
		Tangeri	19,62	25,51	31,14	

Stati Uniti America

L'A.F.R.S. (American Forces Radio Service) di Los Angeles ha in vigore dal 30 Marzo la propria scheda programmi Primavera-Estate 1958:

Per Korea e Giappone	02.00-08.00 su 17850, 21460 kHz 08.30-16.00 su 9700, 11870 kHz.
Per Filippine e Marianne	02.30-07.00 su 21740 kHz 07.30-09.00 su 15210 kHz.
Per Alasca ed Aleutine	02.00-08.15 su 15315 kHz 09.30-13.00 su 9570 kHz 13.15-16.00 15315 kHz.
Per i Caraibi	13.15-16.00 su 15315 kHz.

Musica dagli U.S.A. viene trasmessa dalla « Voce dell'America » come segue: 11.00-13.00 su 9590 (Stati Uniti) per l'Australia e Nuova Zelanda, 15.00-17.00 su 9650, 11775(Honolulu) per il Lontano Oriente, 15335 (Luzon) per il Sud dell'Asia, 17.00-19.00 su 15200 (Luzon) per il Sud Asiatico, 20.00-22.00 su 17740, 21610 (Stati Uniti) per l'Africa Occidentale), 15230, 17800 (Colombo) per l'Africa Orientale, 15120 (Colombo) per il Medio Oriente), 7110 (Monaco di Baviera) e 15130, 9635 (Tangeri) per l'Europa, 23.00-01.00 su 9635, 11785, 15130 (Tangeri) e dalle ore 24.00 anche da Monaco di Baviera 173 kHz per l'Europa.

Sudan

« Radio Omdurman » ha aumentato le ore delle proprie trasmissioni ed è ora in aria dalle ore 05.15-07.30, 13.15-14.15, 15.30-22.30 sulle frequenze di 572, 5008, 6200 kHz.

sulle onde della radio

Sudan Francese

« Radio Bamako » è schedata come segue: 07.30-08.15 e 13.15-14.15 su 9745 kHz (4 kW); 20.00-22.30 (Sab./Dom. 23.00) su 4835 kHz (4 kW).

Turchia

Una nuova stazione è « NAVAL WAR SCHOOL RADIO » ed opera su 7154 kHz da Heybeli-ada vicino ad Instambul. La stazione è correntemente in aria solo alla Domenica attorno alle ore 09.30-10.30 e dalle ore 12.30 fino alle ore 13.30. Annuncia « Burasi Deniz Harp Okulu Radyosu ». Il programma consiste di musiche popolari americane e annunci in turco.

U.R.S.S.

Sono state eseguite alcune misure di frequenza su stazioni emittenti sovietiche. Petropavlovsk emette su 5035 kHz dalle ore 09.35 alle ore 10.04. Kiew è stata ascoltata sulle seguenti frequenze 6020-9665-9593 kHz; Kaunas su 6135 kHz; Petropavlovsk su 9500 kHz. Radio Alma-Atà su 9380 e 9639 kHz.

U.R.S.S.

Ecco le esatte frequenze di trasmissione dei programmi dell'U.R.S.S.: 1) programma: su 151, 173, 236, 263 kHz 04.00-23.00 (Sab.-Dom. 24.00); 400 kHz 13.45 (Sab.-Dom. 13.00)-23.00; 872 kHz 04.00-08.00 (Sab.-Dom. 06.45). Questo programma viene collegato con le stazioni ad onde corte sulle gamme seguenti con il seguente orario:

19 metri 04.20-16.30
21 metri 06.00-16.00 (Solo Lunedì-Venerdì)
25 metri 05.00-15.20 (Sabato-Domenica 17.20)
31 metri 07.30-17.20
41 metri 16.00-22.05
49 metri 16.00-23.00
51 metri 13.45-23.00
74 metri 05.00-17.30; 17.45-23.00 (Sab. Dom. 05.00-23.00)

2) programma: su 200 kHz 08.00-12.30 (Sab.-Dom. 06.45-13.30); 340 e 825 kHz 17.20-23.00; 692 kHz 17.20-22.00; 365 e 737 kHz 17.00-22.00; 385 kHz 13.00 (Sab.-Dom. 14.00)-23.00; 548 kHz 08.00-14.00 (Sab.-Dom. 06.45-17.00); 809 kHz 08.00-16.00, 17.00-23.00 (Sab.-Dom. 06.45-23.00); 872 kHz 08.00-17.00 (Sab.-Dom. 06.45-16.30. Questo programma viene trasmesso anche ad onde corte sulle frequenze seguenti ed alle ore seguenti:

25 metri 08.00 (Sab.-Dom. 06.45)-13.00
31 metri 08.00-16.00
49 metri 16.00-23.00
57 metri 13.00 (Sab.-Dom. 06.45)-22.05

3) programma: su 548 e 872 kHz e 41 ,49 e 51 metri ad onde corte: 17.20 (Sab.-Dom. 17.00)-22.00.

Le frequenze ad onde corte sono state comunicate sotto la forma « gamme d'onda corta » ma non sono state specificate le frequenze esatte. ore 21.00 alle ore 21.30 sulle onde di metri 25.60 e 19,58.

U.R.S.S.

Da notizie giapponesi si apprende che Radio Khabarovsk usa 5 trasmettitori ad onde corte e trasmette in giapponese, coreano e cinese sulle frequenze di: 15445, 15245, 15140, 11755, 11690, 9675, 9630, 9520, 7280, 6085, 6050, 5970 kHz. Secondo informazioni dal Canadà Radio Magadan trasmette dalle ore 19.30 alle ore 14.00 su 7270, 9500 kHz. Essa annuncia chiaramente « Govorit Magadan ». Secondo altre informazioni in nostro possesso Radio Magadan trasmette con la seguente scheda programmi: 19.20-20.00 con lezioni di danza, 20.00-20.30 con musiche locali e commentari, 20.30-21.00 con musiche e commentari in relais con Khabarovsk, 21.00-21.30 musica locale, 21.30-11.00 programma in relais da Mosca, 11.00-14.00 musiche locali (relais da Khabarovsk 11.00-12.00 eventualmente con musiche). La scheda di Radio Khabarovsk è la seguente: 20.30-21.00 musiche e commentari in relais da Magadan, 21.00-21.30 lezioni di danza, 21.30-11.00 relais da Mosca, 11.00-11.45 musiche locali. D'altra fonte una trasmissione su 11840 kHz dalle ore 06.30-10.20 con relais di Mosca (servizio interno) è stata identificata come proveniente da Khabarovsk. Radio Stalinabad è stata intercettata con programmi per l'Iran e l'Afganistan su 254 kHz e 7330 kHz come segue: 02.00-03.00 Tadzik, 13.00: 14.00 Persiano, 14.00-15.00 Tadzhik, 15.00-16.00 Persiano. Radio Tallinn è stata ascoltata con un programma in Finnico su 6085 kHz dalle ore 19.30-20.00. Le trasmissioni ad onde corte di Radio Petropavlovsk sono diventate irregolarissime ed al presente non si riesce ad ascoltare alcuna trasmissione sulle frequenze solite di questa stazione.

In risposta ad una cartolina di un radioamatore (QSL) Radio Tashent asserisce che la trasmissione ad onde corte registrata non era quella di « Radio Bokhara «, in quanto questa stazione non trasmette su onde corte, ma trattavasi di una trasmissione di Radio Tashent in lingua Uzbeka circa Bokhara. Radio Baku trasmette ad onde corte su 9840 kHz con il programma sequente: 05.00-05.15 in Azerbaijani, 05.30-05.45 in Persiano, 06.30-06.45 e 12.00-12.30 in Turco, 13.00-14.00 in Persiano, 14.30-14.45 in Azerbaijani, 16.00-16.30 in Persiano, 16.45-17.45 in Turco. Radio Kiew trasmette in Ucraino per l'Europa su 7185 kHz dalle ore 16.00 alle ore 18.00 e dalle ore 19.00 alle pre 20.00.

sulle onde della radio

U.R.S.S.

« Radio Kiew »ora trasmette un programma in lingua ucraina per il Nord America dalle ore 02.30 alle ore 04.30 e dalle ore 05.00 alle ore 06.00. Il primo programma va in onda su 9660, 11860, 11890 kHz mentre il secondo va in onda solo su 9660 kHz ma con possibilità di essere irradiato su altre frequenze. Ciò avverrà man mano avanzerà la stagione e con annunzi preventivi. La stazione annuncia chiaramente « Govorit Kiew ». D'altra parte Radio Kiew dalle ore 23.00 alle ore 07.00 è in relais con il servizio Nord Americano di Radio Mosca. La stazione chiude alle ore 06.00 esatte con l'inno ucraino.

Uruguay

Radio Sarandi di Montevideo trasmette verso l'Europa il Martedì-Venerdì su 15385 kHz (CXA 60) ed ha un programma in Tedesco dalle ore 21.30 alle ore 22.30 del Martedì. Essa è stata ascoltata dalle ore 00.00-03.00 con programmi in Spagnolo eccetto il Martedì che trasmette in Inglese dalle ore 02.00 alle ore 03.00.

Venezuela

YVMZ su 9530 kHz è in aria con la frequenza comune di « Radio Popular » « Ecos del Zulia » e « Radio Calendario » tutte stazioni dislocate a Maracaibo.

(*Micron*)

Principi di funzionamento e criteri di progettazione dei componenti per alta fedeltà

Considerazioni sui Criteri di Progettazione degli Altoparlanti

(*segue da pag. 228*)

che si effettuano sugli amplificatori. Nella figura 36 è riportato uno schema di disposizione di strumenti per effettuare queste misure.

Per una rapida determinazione delle curve di risposta si può utilizzare un misuratore di livello sonoro, comunemente detto « fonometro », il quale comprende il microfono ed il preamplificatore e uno strumento di misura. Come ben visibile dalla figura 36, è necessario avere un generatore di segnali, un voltmetro elettronico ed un amplificatore di potenza a distorsione molto bassa. Alle varie frequenze si applichi ai morsetti dell'altoparlante una tensione costante. Le onde sonore irradiate dall'altoparlante, vengono captate dal microfono e da questo trasformate in segnale elettrico. È necessario poi avere un distorsiometro, un preamplificatore, un secondo voltmetro elettronico, ed un oscillografo per controllare che la misura di distorsione corrisponde alle armoniche della frequenza applicata all'altoparlante e non a disturbi vari.

11. - CONCLUSIONI.

In questo articolo si sono date al lettore alcune nozioni di acustica, con particolare riguardo alla propagazione delle onde sonore e ai componenti dei sistemi acustici. Si sono riportate delle considerazioni che un progettista di altoparlanti deve tener presenti nella progettazione. È interessante notare che un impianto ad alta fedeltà comprende tutto quanto c'è fra l'ascoltatore e il mezzo nel quale sono registrati i segnali audio.

Si è visto, negli articoli apparsi su questa rivista riguardanti l'alta fedeltà, come le difficoltà maggiori si incontrino nella progettazione dello stadio finale di potenza con relativo trasformatore e nelle progettazioni dell'altoparlante. Certamente l'altoparlante rappresenta il punto più debole di tutto l'impianto anche perchè non è possibile stabilire quali siano le sue caratteristiche se non si conoscono le caratteristiche del mobile e dell'ambiente nel quale esso viene installato.

È opportuno, per avere un idea completa della risposta alle frequenze di tutto l'impianto, considerare i circuiti equivalenti del trasformatore in unione con i circuiti equivalenti dell'altoparlante.

Si chiede venia al lettore per eventuali manchevolezze che potrà riscontrare in questo articolo; l'autore sarà ben lieto di rimediarvi nel caso gli vengano fatte notare.

Per chi volesse approfondire l'argomento, assai interessante, riguardante l'acustica e le varie teorie sugli altoparlanti, si rimanda alla bibliografia.

12. - BIBLIOGRAFIA

BRIGGS, G. A.; « The loudspeaker and the ear ». *High-Fidelety.* Winter 1951.

MC LACHLAN, K. R.; YORKE, P.; « Objective testing of pickups and loudspeakers ». *J Britt I. R. E.* September 1952.

BRITTAIN, F. H.; « Metal cone loudspeaker-principles underlying the design of the G. E. C. high quality reproducer ». *Wireless World,* November 1952.

BRIGGS, G. A.; « The loudspeaker ». *High-Fidelity.* September-October, 1952.

BRIGGS, G. A.; « Respons curves ». *High-Fidelity.* Spring, 1952.

« Radio designer's handbook ». *By F. Langford-Smith. London, Iliffe and Sons Inc.*

BARUCH AND SONG; « Hight fi at low cost wit a new speaker system ». *FM and TV.* June, 1952.

MAI, J.; LESIE, J. A.; « The stereophonic reproduction of speak and music ». *J. Britt. I.R.E.* June, 1952.

SLAGMAKER, F. H.; « An integrated line of hi-fi equipment ». *Audio Eng.* July, 1952.

BARLETT, S. C.; « Public address systems in generating plants ». *A.I.E.E. Trans.* 70 *part.* 2 (1951).

OLSON, H. F.; (book) « Musical engineering ». *Mc Graw-Hill.* 1952.

MAI, J.; « Better music-room acoustics ». *FM-TV.* August, 1951.

AXTELL, J. C.; « Ionic loudspeakers ». *I.R.E. PGA*-8. July, 1952, 21.

MAI, J.; « Stereophonic reproduction ». *Audio Eng.* October, 1952.

BADMAIEFF, A.; « Design considerations of duplex loudspeakers ». *Audio Eng.,* September, 1952.

BERANEK, L. L.; (book) « Acoustics ». *Mc Graw-Hill,* 1954.

Tecniche costruttive dei calcolatori elettronici

La Tecnica Impulsiva a Bassa Impendenza

(*segue da pag. 213*)

ga 1, 3, 7, 9: l'impulso di uscita si manifesta ai capi di R_1.

Giova ricordare che il concetto di matrice logica ha validità generale, indipendente dal codice usato. Così si possono costruire matrici codificanti a 4, 5, 6 bits, biquinarie, con codice eccesso-a-tre, octal ed ancora altri codici usati in speciali calcolatori. D'altro canto l'ingresso alla matrice non è necessariamente limitato alle cifre decimali: possono essere codificati caratteri alfabetici, simboli algebrici, ecc.

Talora riesce utile codificare direttamente una grandezza meccanica. Per esempio l'introduzione di numeri in un calcolatore attraverso impostazione manuale su dei commutatori, è ottenuta predisponendo per ciascun digit un commutatore a 10 posizioni, 4 vie, connesso secondo il circuito di fig. 11, che riproduce ancora la matrice logica di fig. 9-b.

1.5 - Le Matrici Decodificanti.

Il funzionamento della matrice a diodi di fig. 10 *non è reversibile* ossia non si può inviare ad essa codici binari per ricavarne impulsi digit.

Per ottenere la desiderata decodifica, ossia la trasformazione di un numero binario in cifra decimale, non è neppure sufficiente invertire la disposizione dei diodi, attuando dei condizionatori.

Si osserva infatti in fig. 12, ove è stata adottata questa soluzione, che i codici binari provocano decodificazioni errate aggiuntive, assieme a quelle esatte.

Riprendiamo ancora una volta in esame il comportamento del circuito qualora siano presenti un peso 4 ed un peso 1. La riga 5 risulta attivata correttamente, ricevendo impulsi e il diodo 4 e il diodo 1. Contemporaneamente però anche la riga 1, connessa solo al peso 1, vien eccitata ed eroga un digit 1, errato; parimenti la riga 4, connessa solo al peso 4 accoglie l'impulso 4 e fornisce anch'essa un digit 4 errato.

Il funzionamento corretto è garantito invece dalla disposizione di fig. 13, nella quale per ciascun peso binario entrante viene preparato il « barra », grazie a quattro rigeneratori-invertitori di ingresso. Ciascuna riga è condizionata non solo al peso diretto ma anche ai restanti pesi barra. Pertanto un digit viene sganciato non semplicemente dietro presenza di determinati impulsi, ma solo e solo se compaiono anche gli impulsi barra attestanti che certi pesi sono proprio nulli.

Così se all'ingresso dei trasformatori d'impulso si presenta la cifra binaria 0101, avremo un impulso in colonna « 8 », un impulso in colonna « 4 », un impulso in colonna « $\overline{2}$ » ed un impulso in colonna « 1 ».

Osservando i 10 circuiti condizionatori costruiti per le 10 righe orizzontali della matrice, si noterà che *solo* quella della riga 5 è eccitato su tutti gli ingressi e quindi solo esso accetta i segnali in ingresso fornendo un impulso in uscita.

Contrariamente al caso di fig. 12, non avremo impulsi nè a riga 1 (perchè il condizionatore relativo non ha segnale in colonna « $\overline{4}$ ») nè a riga 4 (perchè non c'è impulso a colonna « $\overline{1}$ »): il funzionamento della matrice è corretto.

Infine è interessante osservare che qualora manchino tutti i pesi binari, si avranno quattro impulsi in colonna $\overline{8}$, $\overline{4}$, $\overline{2}$, $\overline{1}$ e perciò anche il digit « zero » è decodificato sotto forma di impulso in prima riga.

L'impiego delle matrici con pilotaggio diretto ed in barra è indispensabile tutte le volte che matrice logica viene fatta lavorare con un numero di segnali d'ingresso minore a quelli di uscita, cioè quando le cifre decodificate sono in numero superiore ai pesi di codice. Questa condizione individua matematicamente il processo di decodificazione.

2. - BIBLIOGRAFIA.

(1) P. SHERETZ, *Electronic Circuits of NAREC Computer.* PIRE, Vol. 41, nº 10.

(2) A. BOOTH, *Automatic Digital Calculators.* Ed. Butterworts. Capo 6,9.

(3) *High Speed Computing Devices.* Ed. Mc Graw Hill. Capo 4.

(4) RICHARDS, *Aritmetic Operations in Digital Computers.* Ed. Van Nostrand. Capo 2, 3, 4.

(5) R. ELBOURN. *Dynamic Circuits in SEAC.* PIRE, Ottobre 1953.

Situazione Fluida

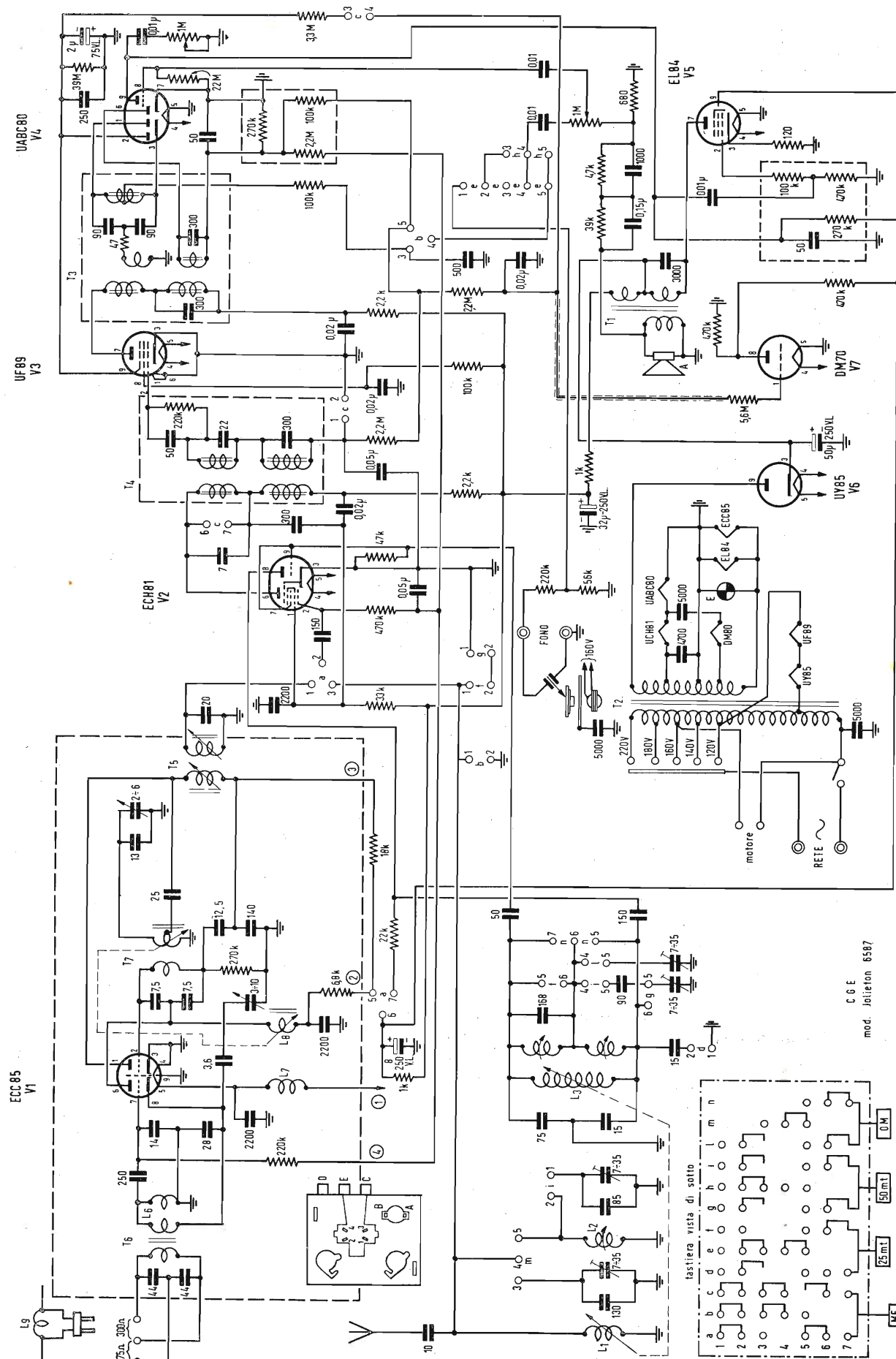
(*segue da pag. 193*)

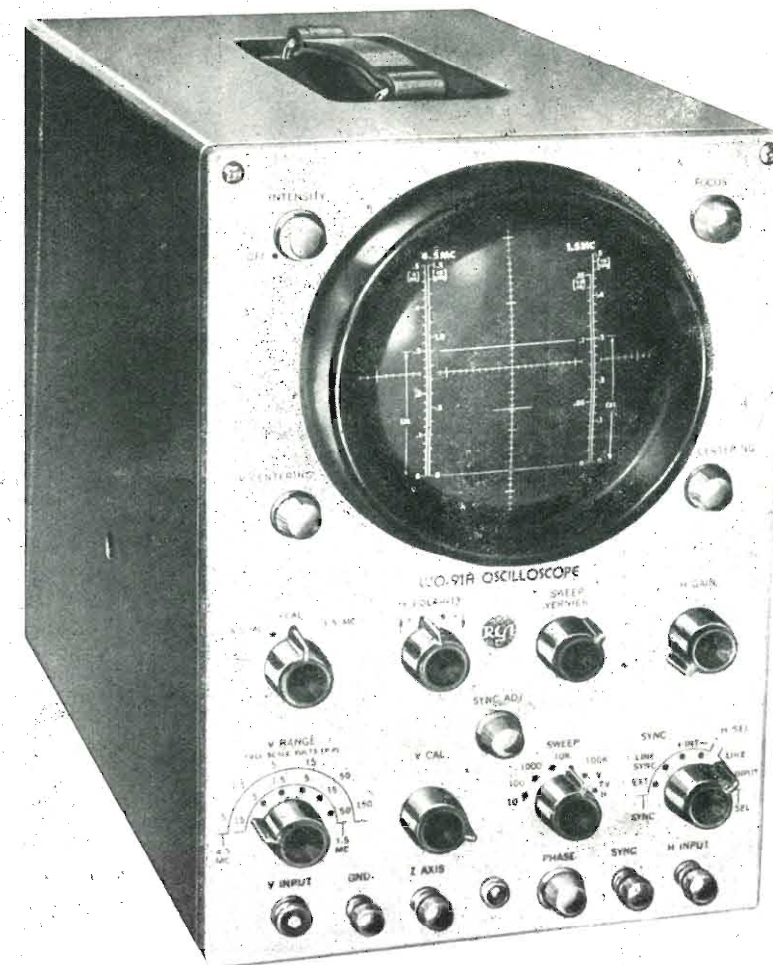
In secondo luogo è estremamente interessante porre in evidenza il risultato sorprendente di due inchieste demoscopiche subito condotte per sondare le reazioni del pubblico alle due trasmissioni del programma Perry Como.

Anzitutto fra le 287 persone interpellate fra i vari ceti della popolazione, ben 204 hanno risposto all'invito dichiarando di gradire lo spettacolo, mentre 59 l'hanno respinto, restando agnostici gli altri. Inoltre l'Ufficio Opinioni della R.A.I. attraverso una rapida inchiesta nei piccoli e grandi centri ed in vari settori sociali giungeva alla conclusione che la trasmissione era stata giudicata ottima dal 63,7 per cento degli interpellati, discreta dal 22,7 per cento, mediocre *dal solo 9,8 per cento e cattiva dai pochi restanti.*

Se ne conclude che, nonostante le ripetute affermazioni dei programmisti della R.A.I. secondo le quali l'attuale livello dei programmi sarebbe da ritenersi soddisfacente, la semplice presentazione di un programma di varietà, basato su formule e schemi differenti e sopratutto con meno conformismo e più spigliatezza e naturalezza, l'interesse del pubblico è stato subito galvanizzato con reazione oltremodo favorevoli.

Ed anche questa lezione serva a sottolineare l'estrema necessità ed urgenza di un secondo programma TV.

A. BANFI

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM CGE, MOD. 6587 JOLLIEFON

W091A

Oscillografo per televisione

- Consente l'osservazione diretta delle oscillazioni a videofrequenza fino a 5 MHz.
- Possibilità di aumentare la sensibilità per il controllo di oscillazioni fino a 500 kHz.
- Circuito di taratura incorporato.

L'amplificatore verticale di questo oscillografo ha due tipi di funzionamento commutabili: ad alta sensibilità (A) oppure a larga banda (B).

Le caratteristiche cambiano come segue:

Tipo di funzionamento	ad alta sensibilità (A)	a banda larga (B)
Sensibilità	7 mV/cm	21 mV/cm
Risposta di frequenza piatta ± 1 db	10 Hz - 0,5 MHz	10 Hz - 4,5 MHz
Tempo di salita	500 . 10-9 sec	100 . 10-9
Scale di misura (previa taratura con oscillatore interno)	0,15 - 0,5 - 1,5 - 5 - 15 - 50	0,5 - 1,5 - 5 - 50 - 150 V

Frequenza del generatore asse dei tempi regolabile da 10 Hz a 100 kHz, con due posizioni prestabilite per le frequenze di deflessione TV.

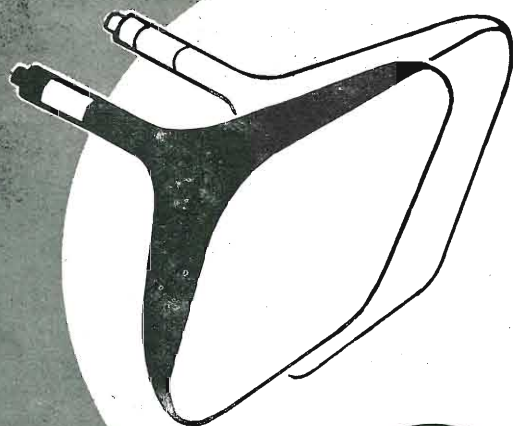
Presa per modulazione di luminosità (Asse Z).

Questo oscillografo, di costo moderato, è stato appositamente studiato per i laboratori TV, sia di produzione che di assistenza tecnica.

Silverstar, ltd s. r. l.

MILANO - Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 792-791

ROMA - Via F. Denza, 9 - Tel. 874-623

TORINO - SICAR S.p.A. - Corso Matteotti, 3 - Tel. 524.021

Stock Radio

MILANO - Via Panfilo Castaldi, 20 - Tel. 27.98.31

SOLAPHON mod. 21015 90°

serie "golden star"

Il classico Televisore per famiglia

Cinescopio 17" 90° racchiuso in mobile di linea moderna e di ottima fattura - 8 canali con sincronizzazione automatica del video-suono - Elevata sensibilità - Tensione rete universale.
MODELLO 17015 - 17 POLLICI
Dimensioni: larghezza cm. 50, altezza 40, profondità 40.
MODELLO 21015 - 21 POLLICI
Dimensioni: larghezza cm. 60, altezza 48, profondità 45.

A richiesta inviamo gratis listino prezzi e catalogo illustrato

SOLAPHON mod. 522/RF

Radiofono supereterodina 6 valvole più sintonizzatore ottico - Selectore di gamma a tastiera per la ricezione dei segnali a modulazione di frequenza o modulazione di ampiezza in O.M. e O.C. - Altoparlante elittico - Potenza d'uscita 4,5 watt - Complesso LESA 4 velocità - Alimentazione corrente alternata per tensioni 110-140-160-220 Volt - Mobile elegante con finiture in metallo - Dimensioni: cm. 47 x 31 x 36.

Una visita agli stand della XXXVI FIERA DI MILANO

GELOSO

Viale Brenta, 29 - MILANO

La Geloso ha presentato un nuovo complesso di Hi-Fi questa volta in un pre-amplificatore, G233 - HF, di ridottissimo rumore di fondo (70 dB sotto il livello massimo) accoppiabile con cavi di alimentazione e linea a bassa impedenza all'amplificatore ad alta fedeltà G234-HF.

Gli amatori dell'alta fedeltà sono con ciò accontentati con un complesso che per caratteristiche non è inferiore agli altri del mercato estero ed ha indubbiamente un prezzo molto più abbordabile. Le 2 unità permettono infatti linearità di risposta di ± 1 dB entro la banda 20 ÷ 20.000 Hz distorsione massima alla potenza nominale, dell'1% ed un intermodulazione inferiore all'1%.

Il preamplificatore consente una sensibilità massima di 2 mV per il canale fono ad alta impedenza e di 50 ÷ 100 mV per gli altri ingressi.

Sono previsti: filtro antirumore con taglio a 20 Hz, filtro per le note più elevate con taglio a 9000 Hz, comandi indipendenti di bassi e acuti ed equalizzazione per la curva ormai standard per i microsolco RIAA e per i 78.

Il doppio comando di volume introduce un'attenuazione, sia all'inizio della catena di tubi amplificatori, sia verso la fine, così da ridurre nel modo migliore il rumore di fondo complessivo.

La nuova produzione Geloso ha pensato anche alle necessità dei radiamatori ed ha messo a loro disposizione due nuovi gruppi VFO. Il 4/103 copre la banda 144:148 MHz applicando la doppia possibilità di sintonizzare a cristallo ed a frequenza variabile con uno stabile circuito che lavora sui 18 MHz. Il cristallo invece oscilla in fondamentale sui 12 MHz.

La finale è una 5763 operante come duplicatrice. Il circuito secondo i dati di listino può pilotare una 832 ed una 2E26.

Il gruppo 4/104 impiega solo 2 tubi (6 CL6 e 5763) in luogo dei 3 del precedente 4/102. La bande coperte salgono a 6 (80 - 40 - 20 - 15 - 11 - 10 m) contro le 5 del precedente gruppo 4/102. La potenza di uscita permette di pilotare 1 - 807 od 1-6146 mentre al precedente gruppo 4/102 rimane la prestazione di pilotare il parallelo finale di 807.

Un nuovo ricevitore professionale per radioamatore, il G209 - R si presenta rinnovato come schema con prestazioni quasi immutate ma con due tubi in meno (12 valvole in tutto). La sensibilità si aggira su di 1 μV con una efficacia di controllo da parte del C.A.V.

Anche il nuovo trasmettitore dilettantistico G212/T8 si presenta con due valvole di meno (8 + 1 raddrizzatore al selenio di alimentazione) ma con prestazioni sensibilmente migliorate, in particolare 42 W di potenza d'uscita modulati al 100% da un pushpull di 807 contro le 6L6 precedentemente impiegate che modulavano solo 30 W massimi di uscita.

Il nuovo VFO e alcune varianti allo stadio finale permettendo inoltre anche la banda degli 11 metri.

Per gli impianti di bassa frequenza è stata approntata una comoda valigetta per la preamplificazione e miscelazione fino a 5 canali di entrata regolabili e misce-

labili in modo del tutto indipendente. Il complesso è alimentato a parte tramite la rete in c.a.

Sia in uscita, che su ciascuna delle 5 entrate, è possibile inserire un millivoltmetro per il controllo del livello; criterio questo utilissimo per la rapida messa a punto e per individuare con facilità e rapidamente gli eventuali difetti di collegamento dei cavi.

E' inoltre possibile controllare con cuffia il programma di uscita che viene inviato all'amplificatore con cavetto a bassa impedenza anche di notevole lunghezza.

Tra i nuovi accessori dedicati alla bassa frequenza vanno citati due nuovi tipi di microfono dinamico: il tipo M60 a uscita su bassa impedenza ed il M61 su alta impedenza che permettono una riproduzione di fedeltà su di una banda che si estende dai 60 ai 14000 Hz. Ultima gradita novità sono i prezzi sensibilmente ribassati dei nuovi nastri ormai prodotti dalla Geloso in larga serie per i magnetofoni G225.

La produzione viene unificata al tipo di spessore ridotto LP, che consente la maggior durata di incisione. Il prezzo della scatola nastroteca con 5 bobine di nastro LP ed una vuota scende così sensibilmente di prezzo migliorando le condizioni di mercato.

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Piazza Trento, 8 - MILANO

Nel campo degli strumenti per misure elettriche e radioelettriche la Ditta Ing. S. & Dr. Guido Belotti di Milano, ha esposto interessanti apparecchi delle sue Rappresentate:

La Casa americana **WESTON ELECTRICAL INSTRUMENT CORP.** ha presentato quest'anno i suoi nuovi strumenti da pannello a scala circolare molto ampia (250°) e gli strumenti della serie « Corona » che hanno già trovato largo favore negli Stati Uniti. Sono strumenti ad ampia scala, a facile lettura, schermati, con magnete interno alla bobina mobile, robusti, pratici e durevoli. Di questa Casa, sempre alla avanguardia nel campo degli strumenti per misure elettriche, ricordiamo anche gli amperometri a tenaglia Mod. 749, venduti su larga scala sul mercato italiano, i nuovi esposimetri universali per fotografia e cinematografia Mod. 737, giudicati i migliori attualmente in commercio, gli strumenti campione portatili, che sono sempre gli apparecchi più utili e di maggior pregio in un laboratorio elettrotecnico.

La Casa **General Radio Company**, particolarmente specializzata nel campo delle misure radioelettriche, ha presentato quest'anno una serie molto interessante dei suoi strumenti, fra i quali dobbiamo ricordare i generatori di segnali campione, che possono essere considerati come strumenti classici per misure da 5 kilocicli a 2000 megacicli. Degno di nota per il tecnico è il misuratore di distorsione tipo 1932-A, che misura con lettura diretta distorsione e rumore di fondo in circuiti audio. Di sempre maggior impiego sono di questa Casa i fonometri tipo 1551 e 1555, nella lotta contro i rumori e gli stroboscopi tipo 631 per lo studio di parti in movimento. Citiamo ancora di essa le cassette di resistenze, capacità ed induttanze, che costituiscono la dotazione corrente dei laboratori radioelettrici.

Della Casa **Evershed & Vignoles** produttrice dei ben noti misuratori d'isolamento e di terre « Megger », una marca ormai nota in tutto il mondo, la Ditta Belotti ha presentato i suoi vari tipi di strumenti, dal più piccolo (Meggerino tascabile) a quello di maggiori proporzioni con tensione di prova di 5.000 volt e portate fino a 100.000 megahom. La novità di quest'anno è costituita dai suoi misuratori tascabili della Serie 3, in bachelite rossa, che hanno una portata più estesa e sono stati migliorati meccanicamente, con l'incorporazione di ingranaggi a dentatura elicoidale, che riducono la rumorosità, migliorano il rendimento ed aumentano la robustezza. Di questa Casa viene presentato anche come novità un ingegnoso spessimetro che consente di misurare spessori di vernici, lacche, ecc. su base metallica, dell'ordine di pochi micron.

La Casa **Allen B. Du Mont Lbs. Inc.** ha presentato nello Stand Belotti, una serie di oscillografi di notevole interesse per Tecnici di laboratori elettronici. Questa Casa, molto nota per i suoi televisori è anche specialista nella costruzione di oscillografi, impieganti tubi speciali di sua costruzione. Fra gli oscillografi presentati, di maggior interesse, indichiamo i tipi 401 e 403 della serie « 400 », apparecchi che sono ormai diventati popolari negli Stati Uniti e il tipo 333 a doppio raggio, che racchiude in un solo tubo due diversi cannoni elettronici. Tale strumento è utilissimo per l'analisi contemporanea sullo stesso schermo di due fenomeni diversi aventi correlazione fra loro. Citiamo anche di questa Casa il generatore d'impulsi tipo 404 ed il complesso di accessori, quali macchine fotografiche e cinematografiche per oscillografi, schermi, filtri, sonde, ecc. Vengono pure presentati i tubi fotomoltiplicatori DU MONT che sono ora impiegati su larga scala nel campo delle ricerche nucleari.

Della Casa inglese **Tinsley & C.** sono stati presentati ponti di Wheatstone, potenziometri di precisione, galvanometri, volt-amperometri supersensibili, derivatori di misura, cassette di resistenze, e tutto un complesso notevole di strumenti usati nei laboratori elettrotecnici. E' nota di questa Casa l'accuratezza della sua esecuzione e la qualità del suo materiale. Fra gli strumenti più rappresentativi e esposti, citiamo il ponte doppio di Thomson portatile di precisione tipo 2620, già in uso in moltissimi laboratori italiani.

La Casa olandese **Kipp & Zonen** ha presentato il suo microvoltmetro registratore « Micrograph » avente una sensibilità di 50 microvolt su scala da mm 250. E' uno strumento che anche all'estero ha destato un notevole interesse, data la sua elevatissima sensibilità, congiunta ad una notevole rapidità di misura, robustezza e praticità d'uso. Di questa Casa indichiamo anche i noti galvanometri, fra i quali vi è il tipo A-54 che è il galvanometro più sensibile attualmente esistente nel mondo, di costruzione corrente. Interessanti sono le applicazioni dei galvanometri negli ossimetri, carbossimetri, fluorometri, colorimetri, costruiti dalla Casa.

La Casa tedesca **Jahre** ha presentato nello Stand Belotti i suoi teraohmmetri, cioè misuratori di resistenze elevatissime (fino a 500 milioni di megaohm), unici nel loro genere. Malgrado gli estremi limiti di resistenza di questi strumenti, essi sono di facile impiego, di rapida taratura, di uso molto semplice. La Casa fornisce teraohmmetri con varie tensioni di prova, a seconda della massima tensione applicabile all'elemento in esame. Da notarsi anche che la Casa fornisce resistenze staccate di valore molto elevato per controllo rapido dei suoi strumenti.

Chiudiamo questa rapida rassegna accennando agli altri prodotti esposti nello Stand Belotti. In primo luogo vi sono i variatori di tensione « VARIAC » ormai diventati popolarissimi e costruiti in grande serie, sia nei tipi normali che nei tipi a doppia spazzola, trifasi, con strumenti, ecc. Com'è noto questi variatori sono costruiti su licenza della General Radio Company, di cui la Belotti è agente esclusiva per l'Italia. Quest'anno è stato presentato il variatore di tensione più piccolo (il tipo V-1) da 200 VA finora costruito in Italia. Di dimensioni molto ridotte, esso completa la serie già affermata dei variatori di maggior potenza. Da notarsi la nuova custodia con strumenti, che può venir fornita a corredo dei variatori « VARIAC »: essa è provvista di interruttore, amperometro, voltmetro, commutatore per prova della tensione all'entrata ed all'uscita del variatore, fusibile, ecc. E' una custodia che è stata trovata utilissima nell'uso corrente del variatore in sale-prova, banchi-taratura, ecc.

PRINCIPALI STRUMENTI DI MISURA esposti alla Fiera Campionaria di Milano.

WESTON

- Pila campione Weston Mod. 4
- Wattmetri, voltometri ed amperometri campione portatili classe 0,25%
- Wattmetri portatili per basso fattore di potenza Mod. 432
- Microamperometri portatili Mod. 622 (5 microampere)
- Milliamperometri ed amperometri per radiofrequenze Mod. 425
- Amperometri e voltmetri « corazzati »
- Provavalvole a conduttanza mutua Mod. 981/3
- Microamperometri portatili per collegamento a termocoppie Mod. 931
- Amperometri a tenaglia Mod. 749-633
- Nuovi strumenti da pannello a scala circolare di 250°
- Nuovi strumenti da pannello serie « Corona »
- Esposimetri universali Master III° - luxmetri - colorimetri
- Analizzatori supersensibili, provacircuiti industriali, megaohmmetri elettronici, galvanometri, ecc.

GENERAL RADIO COMPANY

- Generatori di segnali campione da 5 kilocicli a 2000 megacicli
- Ponti universali per misure di resistenze, capacità, induttanza
- Ponti per misure di ammettenza
- Oscillatori, amplificatori, attenuatori di misura
- Cassette di resistenze, induttanza, capacità
- Voltmetri a valvola, misuratori di uscita, partitori di tensione
- Stroboscopi, fonometri, misuratori di vibrazioni
- Elementi coassiali

EVERSHED & VIGNOLES

- Misurat. d'isolamento portatili « Megger » tensioni di prova fino a 10.000 volt portate fino a 100.000 megaohm
- Misuratori di terre portatili « Megger »
- Micro-ohmetri portatili « Ducter »
- Capacimetri portatili a lettura diretta
- Spessimetri a penna
- Strumenti registratori per continua ed alternata

DU MONT

- Nuovi oscillografi serie « 400 » (Tipi 401-403)
- Oscillografi d'applicazione generale (Tipi 292-274)
- Oscillografi a doppio raggio Tipo 333
- Generatore d'impulsi Tipo 404
- Commutatori elettronici
- Macchine fotografiche per oscillografi
- Tubi fotomoltiplicatori
- Accessori per oscillografi (sonde, filtri, schermi, ecc.)

TINSLEY

- Ponti portatili per misure di resistenze
- Volt-Amperometri supersensibili
- Potenziometri di precisione
- Cassette di resistenze a 6 decadi
- Derivatori di precisione
- Sospensioni galvanometriche
- Partitori di tensione per laboratorio

SANGAMO-WESTON

- Analizzatori portatili a più portate
- Indicatori e trasmettitori di temperatura
- Indicatori e trasmettitori di pressione
- Strumenti per aviazione
- Wattmetri, voltmetri ed amperometri portatili, da quadro e da pannello
- Interruttori orari, temporizzatori elettrici

SANGAMO

- Contatori campione portatili
- Amperorametri

KIPP & ZONEN

- Galvanometri di vari tipi
- Colorimetri fotoelettrici
- Microvoltmetri registratori « MICROGRAPH »
- Ossimetri, carbossimetri
- Termopile
- Fotometro a fiamma, fluorometro
- Solarimetri

FELTEN & GUILLEAUME

- Resistenze ed induttanze campioni
- Ponte universale « NEPTUN » per misure su cavi
- Apparecchiature per ricerche di cavi
- Strumenti per localizzazione guasti nei cavi
- Ponte di Thomson di precisione
- Rivelatori di alte tensioni
- Rivelatori di concordanza di fase
- Fioretti di manovra

SCHMIDT & HAENSCH

- Polarimetri di Lippich
- Polarimetri di Mitscherlinch
- Refrattometri per zuccheri
- Spettroscopi tascabili
- Fotometro universale
- Pirometro « TRICOLOR » a luminosità e a colore
- Anomaloscopi

JAHRE

- Misuratori di resistenze elevatissime - 500 milioni di megaohm
- Condensatori per alte tensioni
- Condensatori campioni
- Resistenze per teraohmmetri

GUNTHER & TEGETMEYER

- Voltmetro elettrostatico rotante
- Trasmettitore per contagiri
- Testa di misura induttiva
- Sonda con tubo di Geiger-Mueller per raggi beta e gamma
- Apparecchio di carica per dosimetro tascabile
- Misuratore di coincidenza

KOCH & STERZEL

- Apparecchiatura per prove d'isolamento
- Apparecchiatura per la prova degli olii
- Trasformatori di regolazione

ALTRI PRODOTTI ESPOSTI

- Nuovo tipo di variazione di tensione « VARIAC » da 200 VA
- Variatori di tensione « VARIAC » monofasi, trifasi, con strumenti, a doppia spazzola, per regolazione fine, ecc.
- Reostati lineari a cursore per laboratori
- Reostati toroidali di vari tipi per quadro
- Resistori a filo smaltati
- Scaricatori (para-fulmini) per alte e basse tensioni
- Spazzole e porta-spazzole per macchine elettriche
- Prodotti speciali di carbone per usi elettrotecnici

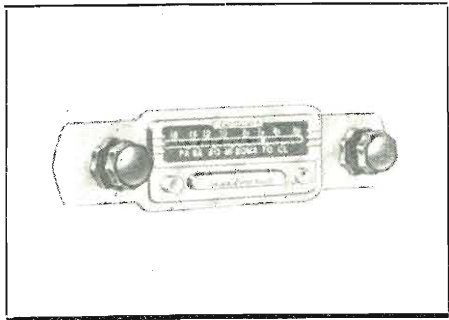
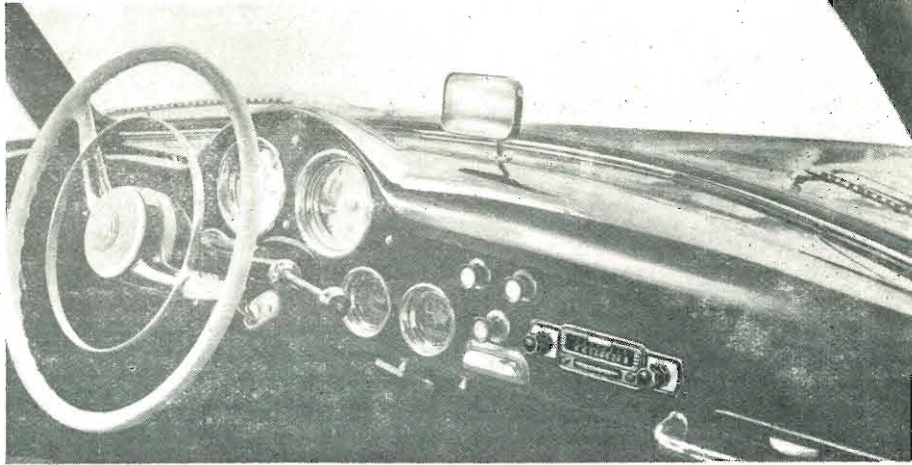
CONDOR

Via Ugo Bassi, 23 a - MILANO

La Condor ha presentato una nuova versione del suo autoradio Electronik realizzato con transistori.

Rispetto ai modelli di autoradio del mercato il modello Electronik possiede una prestazione interessante e nuova; a seconda di quanto predisposto con apposito comando, la ricerca automatica della stazione può selezionare solo le emittenti con maggiore intensità di campo o tutte indistintamente le stazioni di cui il ricevitore permette l'ascolto.

L'automatizzazione dei comandi è spinta al massimo in quanto la messa in funzione del ricevitore provoca l'uscita automatica dell'antenna a stilo dall'apposita custodia dove essa ritorna sempre automaticamente quando l'apparecchio viene spento. Per ogni modello di auto è previsto un ricevitore in particolare per la 600 il « Condorino » con due gamme d'onda OM-OC, 4 stazioni prefissate con comando a tirante; l'altoparlante viene fissato in una elegante custodia a parte. La po-

tenza di uscita è di 3 W; La Condor ha inoltre prodotto anche un ultimo ricevitore serie ANIE, il modello 223 MF, con OM-OC-FM e comando frontale a tastiera.

LAEL

Via Pantelleria, 4 - MILANO

La capacità di approntamento di sempre nuovi strumenti di questa ditta si è notevolmente estesa in questi ultimi anni. Attualmente poi essa è l'unica che abbia approntato tutta una serie di apparati professionali tra cui un completo generatore di monoscopio.
Tra le novità più interessanti segnaliamo il nuovo oscilloscopio Modello 547.
Eccone i dati più importanti:
Asse y: banda passante da 0 ai 7 MHz entro 0,05 dB, 12 MHz entro 3 dB, con tempo di salita inferiore a 0,05 μsec.
Taglio di 2 dB a 5 Hz.
Sensibilità 50 mV/cm tra punta e punta del segnale con 4 scatti decadici di attenuazione.

ICE

Via Rutilia, 19/18 - MILANO

Le due più importanti novità di questa dinamica Ditta di strumenti di misura sono le seguenti; il nuovo prezzo ancora più ridotto del modello di tester 650 della sensibilità di 100 kΩ per Volt (10 μA fondo scala), con astuccio; oltre ad un nuovo modello, il 620 di grande formato, che permette la lettura degli ohm fino ai 3-4-5 MΩ con notevole facilità grazie alla scala sviluppata su di un quadrato di ben 12 cm di larghezza.

IMCARADIO

Spalto Gamondio, 1 - ALESSANDRIA

La IMCA ha presentato oltre ad un modello ad alta fedeltà un nuovo ricevitore « Omnigamma » con ben 10 gamme di onde medie e corte con commutazione automatica nel tamburo. Si ottiene così una copertura continua dai 150 kHz ai 33 MHz. A parte è prevista una gamma con scala separata per l'FM.
Nel campo dell'Hi-Fi la IMCA ha presentato un modello di radioricevitore Bass-Reflex di notevoli caratteristiche:

— banda acustica: riprodotta 30 ÷ 20.000 Hz
— potenza di uscita: 10 W massimi (push-pull 6A3)
— distorsione: inferiore all'1%

PRODEL

Via Aiaccio, 3 - MILANO

L'assoluta novità presentata dalla Prodel è stata un Walkie Talkie transistorizzato per la banda 31 ÷ 41 MHz oppure 150 ÷ 174 MHz. Le anodiche sono ricavate con dei circuiti di survoltaggio a transistori da speciali batterie di accumulatori di ridottissime dimensioni contenute nel complesso. Le caratteristiche più importanti sono le seguenti:
Ricevitore:
— sensibilità 2 μV per 20 dB di attenuazione soffio.
— Controllo di frequenza a quarzo
— Tubi: 4 subminiatura e 6 transistori + 2 diodi.
Trasmettitore:
— potenza RF 1 W minimo.
— stabilità di frequenza 0,015% tra 20 e + 65 gradi di temperatura.
— deviazione di frequenza + 15 kHz a 1000 Hz.
— tubi: 7 subminiatura; 2 diodi, 1 diodo a giunzione.
Sono stati inoltre presentati due complessi ricetrasmettitori per collegamento tra posti fissi a FM.

La sezione di bassa frequenza ha presentato due modelli di Hi-Fi di notevoli caratteristiche e, ciò che più conta, di costo moderato: un complesso con sintonia FM e ottimo giradischi oltre ad un complesso sempre con sintonia FM, una con una piastra per nastro molto ben eseguita e di grande fedeltà.
Con queste due realizzazioni l'Hi-Fi viene indubbiamente incoraggiata ed avvicinata alle esigenze delle masse.
Nel complesso con FM e giradischi, con un prezzo notevolmente inferiore alla media del mercato, i risultati ottenuti si possono definire brillanti specie per merito della disposizione dei tre altoparlanti impiegati; essi permettono una estesa ed uniforme riproduzione su tutta la banda acustica.
L'altoparlante dei bassi, realizzato in cassa stagna, permette un'ottima riproduzione sopratutto con ridotta distorsione, grazie al notevole smorzamento che viene introdotto e che si esercita su tutta la superficie del cono.

RCA - Silverstar

Via Visconti di Modrone, 21 - MILANO

In occasione della Fiera Campionaria di Milano la RCA rappresentata dalla « Silverstar » ha organizzato una conferenza di informazioni sui semiconduttori cui hanno partecipato gli Ingg. Zelowitz e Hildebrand della RCA.
Questa Casa si è specializzata nella costruzione dei transistori tipo « drift » le cui caratteristiche si possono riassumere in: bassa capacità di collettore, elevata tensione di rottura del collettore, bassa resistenza di base e soprattutto elevatissimo tempo di transito.
Questo ultimo dato permette un'estesa gamma di applicazioni nel campo delle onde metriche e con gli ultimi tipi anche nelle V.H.F.
Con il transistore 2N384 si arriva infatti ad una frequenza alta di taglio di 100 MHz e fino ad oltre i 250 MHz come impiego in circuiti di oscillatori per Radiofrequenza. Normalmente questo transistore viene impiegato negli amplificatori di media frequenza e video, negli stadi di mescolazione e nei circuiti di calcolatrici elettriche ad alta velocità di commutazione.
Il transistore 2N247 oppure la copia miniaturizzata 2N274 possono invece venir utilizzati in circuiti fino ai 132 MHz massimi.
Segue in ordine di Importanza una serie di transistori il 2N370 - 2N371 - 2N372 rispettivamente per amplificazione a radiofrequenza, oscillatore a radiofrequenza, mescolatore in stadi di conversione di frequenza. Oltre a questi transistori la RCA ne ha presentati complessivamente degli altri (in totale circa 35) per una vasta ed approfondita casistica di applicazioni: dagli amplificatori di media a 455 kHz agli amplificatori in classe A per bassa frequenza, agli amplificatori di potenza (J 2N301 e 2N301A possono ormai fornire in controfase fino a 12 watt), agli oscillatori e convertitori per radiofrequenza, ai commutatori per circuiti flip-flop per alti e bassi livelli di commutazione ecc. ecc. Tra i diodi invece spicca l'ultimo tipo il 1N58A con 100 volt inversi e 150 mA max di lavoro.
Le caratteristiche di soglia sono ben espresse dal fatto che con un solo volt applicato in senso « diretto » si hanno ben 4 mA di lavoro.
E' stato inoltre annunciato l'approntamento nel prossimo futuro del THYRISTOR stabile transistore del tipo PNPN. Essso può permettere qualsiasi funzione bistabile come ad esempio nei circuiti flip-flop ad alta velocità di commutazione.

PASINI & ROSSI

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 - GENOVA

Dalla Triplett è stato presentato un'interessante novità: una pinza per forti correnti 6-12-30-60-120-300 A fondo scala adattabile a inserto ad un tester di ridottissime dimensioni e di praticissima commutazione di scala. Lo strumento viene fornito pure di un separatore di linea che permette di dividere i conduttori di linea al punto di inserzione della spina nella presa rete realizzando le spine necessarie all'inserzione della pinza con la possibilità di aumentare la sensibilità dello strumento di 10 e 20 volte.

Un'altra novità della Triplett è rappresentata da un analizzatore (mod. 631) da 50 μA fondo scala + voltmetro, elettronico di 11 MΩ di impedenza di entrata. Tutto lo strumento pesa 1,850 kg ed ha una fortissima autonomia se si tiene conto delle ridotte dimensioni della batteria contenuta nello strumento.

La Pasini & Rossi presenta inoltre la nuova capsula rivelatrice a riluttanza variabile della Goldring tipo 600 con punta di diamante e con linearità di risposta estesa fino ai 21 kHz ed una sensibilità (veramente notevole) di 3,2 mV per cm/sec di velocità della puntina nella traslazione laterale del solco. Della University la Pasini & Rossi presenta il nuovo supertweeter UXT-5 con risposta lineare dai 4500 ai 7500 Hz, dispersione su 120 gradi in orizzontale e 50 in verticale. Potenza massima 25 W e 8 Ω di impedenza.

E' stata anche presentata una nuova tromba 1 H-600 per la gamma intermedia delle frequenze acustiche.

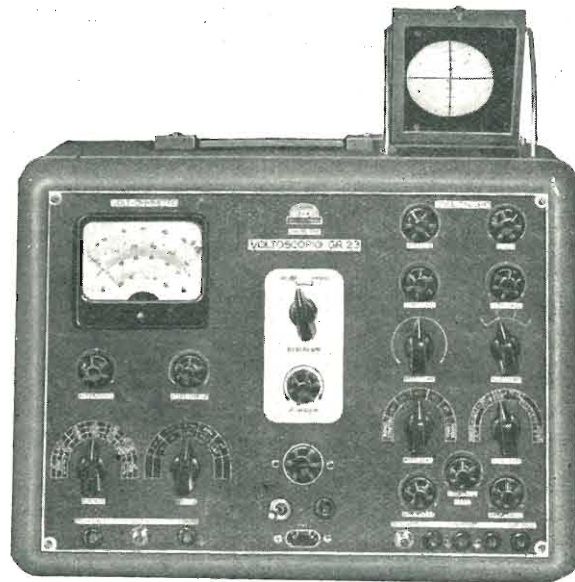
La Pasini & Rossi costruisce inoltre uno dei mobili migliori e più a buon mercato per altoparlanti di qualità particolarmente curato per la migliore resa acustica.

Della Advance vengono presentati molti strumenti notevoli soprattutto per la praticità e robustezza. Con questi è possibile trasferire in sede di collaudo le caratteristiche di misura realizzate di solito in laboratorio.

UNA

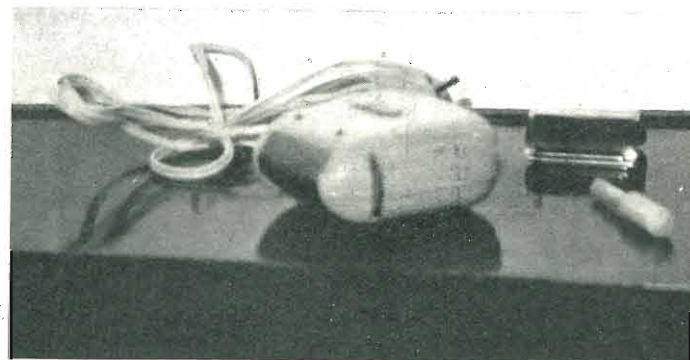
Ing. Pontremoli - Via Cola di Rienzo, 35 MILANO

Sono stati presentati due nuovi modelli di analizzatori universali VII5 e VI25. Il primo permette una prestazione in più rispetto ai normali strumenti: la misura in c.c. con doppia sensibilità di 10.000 e di 5.000 Ω/V. In tal modo lo strumento si adegua a quanto viene richiesto nelle tabelle di collaudo dei vari apparati.
Lo strumento più originale anzi unico nel suo genere presentato dalla Pontremoli è un Voltoscopio, strumento che racchiude in se:
— un voltmetro elettronico con 10 MΩ di impedenza in c.c. e c.a.
— un ohmetro — capacimetro.
— un oscilloscopio con banda 5 Hz ÷ 5 MHz di asse verticale.
Questo strumento si presenta della massima utilità per la messa a punto rapida degli apparati TV anche perchè, di modeste dimensioni, è facilmente trasportabile.
Di dimensioni altrettanto modeste è il generatore di barre che permette di ottenere sullo schermo TV le barre orizzontali, le verticali ed il reticolo.
Lo strumento fornisce inoltre un segnale a RF di frequenza TV, un segnale di 5,5 MHz di frequenza modulata a 400 Hz ed un segnale a 400 Hz di forma d'onda sinusoidale.
Per il campo TV la Pontremoli presenta inoltre un buon oscilloscopio: il modello G54 con le seguenti notevoli prestazioni:
— amplificatore verticale: banda larga da 5 Hz ÷ 5MHz con sensibilità 100 mV efficaci/cm, banda stretta da 5 Hz a 500 kHz con 10 mV efficaci/cm di sensibilità.
— amplificatore orizzontale: 5 Hz ÷ 500 kHz sensibilità 100 mV efficaci/cm.
— sweep: da 15 Hz a 30 kHz in 4 gamme.
— Tensione di taratura incorporata con lettura diretta in volt da picco a picco nel campo tra 0,2 e 1000 V picco picco.
— Sincronismo: interno ±, esterno, rete.

Voltoscopio GR 23

FAMULUS

SUPER R 66 Rasoio Elettrico

Costruito su vasta scala in Austria il nuovo super rasoio elettrico « Famulus » è quanto di più moderno possa fornire l'industria in fatto di rasoi elettrici. Nuova concezione costruttiva ed estrema dolcezza di taglio sono le caratteristiche più salienti di questo nuovo rasoio elettrico. Esso possiede due teste di cui una a lamelle per l'agevole taglio dei baffi, delle basette, dei peli lunghi e dei capelli.
A capo dell'organizzazione di vendita è il **Dott. E. Dall'Olio, Via Venezia 10, Firenze,** che certo dell'affermazione commerciale sta completando l'organizzazione di vendita.
Ogni rasoio è accompagnato da un foglio di garanzia della durata di un anno ed il suo prezzo è su un piano di vera concorrenza.

Famulus Super R 66

TES

Via Moscova, 40/7 - MILANO

Accanto ad una trentina di strumenti che vanno dal collaudo di serie alla normale produzione per radio e TV la Tes ora allinea una apparecchiatura tipicamente professionale di notevole grado e finitura: Il nuovo oscilloscopio mod. 0-857 a larga banda, oltre ad altri due strumenti destinati ad allargare la possibilità del nostro mercato TV: Un generatore di monoscopio accoppiabile ad un generatore di portanti audio e video.

Il primo strumento qui citato, l'oscilloscopio, è stato porgettato in vista delle nuove esigenze dei laboratori di elettronica specie per il controllo di apparati TV di grande classe, per calcolatrici elettroniche, tecnica degli impulsi in genere ecc.

Per queste applicazioni il problema dell'ampiezza di banda (che in questo strumento arriva da 0 a 7 MHz ± 3 dB ed a 10 MHz ± 6 dB) passa in seconda linea rispetto alle prestazioni che vengono richieste all'asse tempi che in questo oscilloscopio è stato infatti particolarmente curato.

Eccone qui le caratteristiche salienti:

— **Sweep interno:** Velocità tra 0,5 sec/cm ed 1 μ sec/cm ottenibili con 18 posizioni tarate con precisione ± 5%. Una regolazione continua a verniero permette la copertura tra due posizioni adiacenti ed estende lo sweep fino a 1,5 sec circa.

— **Sincronismo:** Selezionabile come interno ±, esterno in c.c. ±, esterno in c.a. ±, rete ±.

Per la posizione sinc. interno e rete, la sincronizzazione è assicurata per una deflessione verticale di 1 cm, mentre in posizione sincronismo esterno richiede un segnale di 0,5 V efficaci.

— **Controllo di sincronismo:** Il generatore sweep è controllato dal comando sweep il quale regola la posizione di trigger e di sganciamento dello sweep.

Si hanno tre comandi: un primo permette di scegliere la tensione di sincronismo e la polarità, il secondo seleziona il punto di sganciamento (LIV. Trigger) per tensioni tra + 30 e — 30 oppure + 300 e — 300 V, mentre il terzo comando predispone lo sweep su Aut. o Pil. ed in questa posizione varia la sensibilità del generatore a farsi o meno pilotare.

Si hanno così due possibilità: sia che lo sweep ricorra automaticamente con la possibilità di farsi sincronizzare con facilità, sia che lo stesso segnale di sincronismo faccia o meno partire il dente di sega.

Si tratta di prestazioni queste che di per se definiscono la classe dello strumento. Interessante pure il generatore di monoscopio che permetterà una sensibile continuità e comodità di lavoro a molti laboratori TV, tanto più che si tratta di materiale di costo accessibile anche per i servizi TV che stanno avviando la propria attività, e per tutti i produttori anche per piccole serie.

RADIO MARELLI

Corso Venezia, 51 - MILANO

Nello stand era rappresentato un sistema di sorveglianza a distanza per controllo di cassa nelle banche.

Lo stand metteva in mostra una rimarcabile novità acustica per Hi-Fi composta da un super woofer sistemato in un cassone da ben 500 decimetri cubi; per la parte media e superiore dello spettro acustico sono previste quattro unità a tromba specialmente dimensionate.

Il risultato è senza dubbio spettacolare. In questi ultimi tempi la divisione elettro acustica della Marelli ha realizzato delle interessanti novità per il campo Hi-Fi specie in complessi di altoparlanti.

SIAE

Via Natale Battaglia, 12 - MILANO

La notevole flessibilità della SIAE alle esigenze del nostro mercato è data senz'altro dall'ultimo strumento che essa ha già approntato: un generatore sweep-marker per i nuovi canali VHF.

Altra novità è il nuovo Sweep-Marker di nuova concezione e prezzo molto ridotto rispetto al precedente modello elaborato dalla SIAE. Si ha finalmente uno strumento di notevole precisione e sicurezza che ancora mancava in una edizione alla portata delle possibilità di tutti i radiotecnici italiani.

Eccone di massima le caratteristiche:

— **Frequenza di uscita:** per gli otto canali dello Standard TV Italiano e gamma 0-50 MHz variabile con continuità. Si può così tarare sia il gruppo AF che la media frequenza, il canale suono e la sezione video.

— **Livello di uscita:** 0,4 V

— Deviazione di frequenza: variabile con continuità ± 10 MHz

— Modulazione residua di ampiezza per la massima deviazione: ± 1 dB

— Segnali di calibrazione: generati per conversione nell'apparato e sovrapposti in bassa frequenza in modo che non alterino in alcun modo la curva in esame.

— Oscillatore di calibrazione: banda 18-240MHz al alta stabilità in 6 gamme.

La parte meccanica è stata molto curata ed i circuiti realizzati in modo veramente professionale con ottimi componenti. Per la sua sicurezza di funzionamento e robustezza di assieme nonchè per il prezzo questo strumento si presta pure per il servizio di collaudo di serie.

AESSE

Via Rugabella, 9 - MILANO

Della Ribet e Dejardins questo stand ha presentato due belle novità nel campo degli oscillografi. Si tratta di apparecchi di misura di laboratorio le cui ottime prestazioni sono state imposte dalle nuove tecniche: per energia nucleare, balistica, ricerche radar, tecnica degli impulsi, calcolatrici elettroniche.

Formiamo qui qualcuno dei dati più salienti relativi al tipo di caratteristiche più spinte, il 204 A.

— amplificatore verticale, banda passante 0 ÷ 50 MHz (— 3 dB) 0 ÷ 70 MHz (— 6 dB) sensibilità 0,05 V/cm tempo di salita 0,007 μsec.

— amplificatore orizzontale: velocità da 5 sec a 1/1000 di μsec/cm.

Linea di ritardo incorporata.

Schermo verde o blu di 125 cm di diametro con postaccelerazione di 24.000 V.

La Ribet e Dejardins ha inoltre presentato allo stand dell'Aesse un originale oscilloscopio che, con due elementi intercambiabili a cassetto, moltiplica le sue prestazioni. L'amplificatore verticale può infatti funzionare:

— con due vie di banda 0 ÷ 3 MHz (con commutatore elettronico incorporato) ed una sensibilità di 20 mV per cm punta — punta di traccia.

— Con una via di banda 0 ÷ 10 MHz, sensibilità 80 mV per cm; punta — punta di traccia, tempo di salita 0,04 μsec.

Lo strumento prevede incorporata una linea di ritardo di 0,2 μsec.

L'ingombro è di soli 360 x 390 x 560 mm. Il peso di 40 kg.

LARIR

Piazza 5 Giornate, 1 - MILANO

Tra i vari apparati di rappresentanza di questa ditta, molto interessanti ci sono sembrati gli ultimi strumenti di misura della Heath in particolare l'ultimo AG 10 generatore di onda sinusoidale e quadrata (con tempo di salita di 1,5 μsec) con banda 20 Hz ÷ 1 MHz ed il millivoltmetro AV3 con banda 10 Hz ÷ 200 kHz. Riteniamo che per molte ditte, in particolare per gli impianti di bassa frequenza, questa sia l'attrezzatura più conveniente.

Notevole della Heath la calcolatrice elettrica analogica, sia per il costo modesto, sia per il limitato ingombro e la variabilità delle applicazioni.

Molto interessanti i nuovi amplificatori di Hi-Fi della Heath che spaziano in numero di 6 dai 12 ai 70 W di uscita.

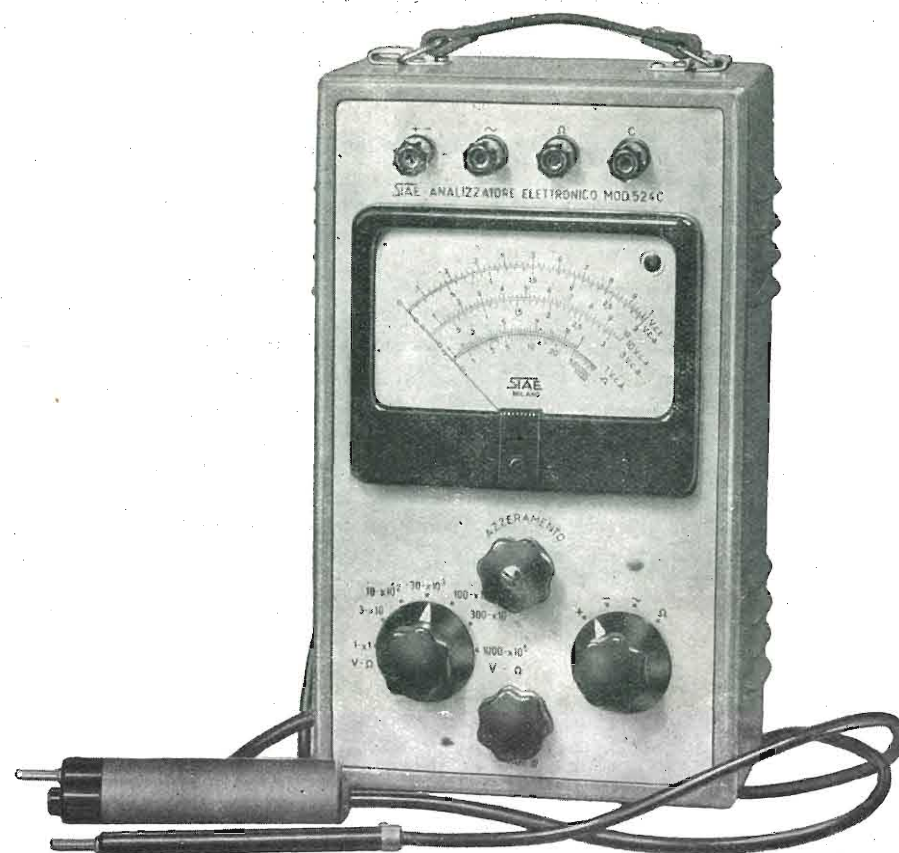
Questa ultima potenza di uscita secondo i dati di listino può venir ottenuta: con linearità di ± 1 dB tra 5 Hz e 80 kHz, distorsione armonica inferiore al 2% da 20 a 20.000 Hz e distorsione di intermodulazione inferiore all'1%, livello di rumore — 88 dB, fattore di smorzamento variabile tra — 0,5 e — 10, con 4 - 6 - 8 - 16 ohm di impedenza di uscita.

LA SINFONICA

Via S. Lucia, 2 - MILANO

L'apparato originale che viene da tempo prodotto da questa Ditta è una radio lampada che è stata presentata in alcune nuove originali ed eleganti soluzioni. Un oggetto di buon gusto e di buona fattura.

SOCIETÀ ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

MILANO - Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 28.71.45

ANALIZZATORE ELETTRONICO MOD. 524C

Impedenza d'entrata:
in c.c. = 100 Mohm costanti su tutte le portate
in c.a. = esecuzione in semplice picco = 4 Mohm circa in parallelo a 5 pF
esecuzione a doppio picco = 6 Mohm in parallelo a 15 pF misurati a 50 c/s.

Portate c.c.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 300 1000 Volt f.s.

Portate c.a.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 300 Volt f.s.

Portate in ohm: 10 - 100 ohm; 1 - 10 100 Kohm f.s.

Probe R.F.: da 40 c/s a 200 Mc/s.

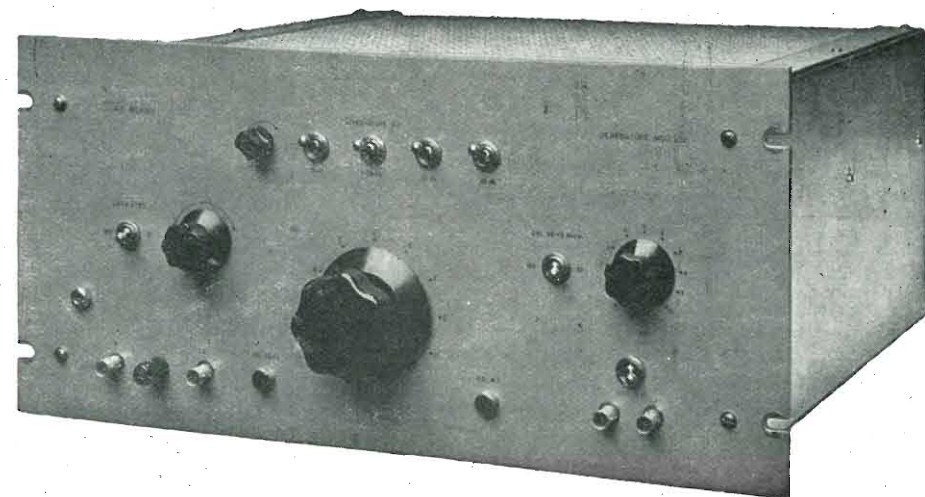
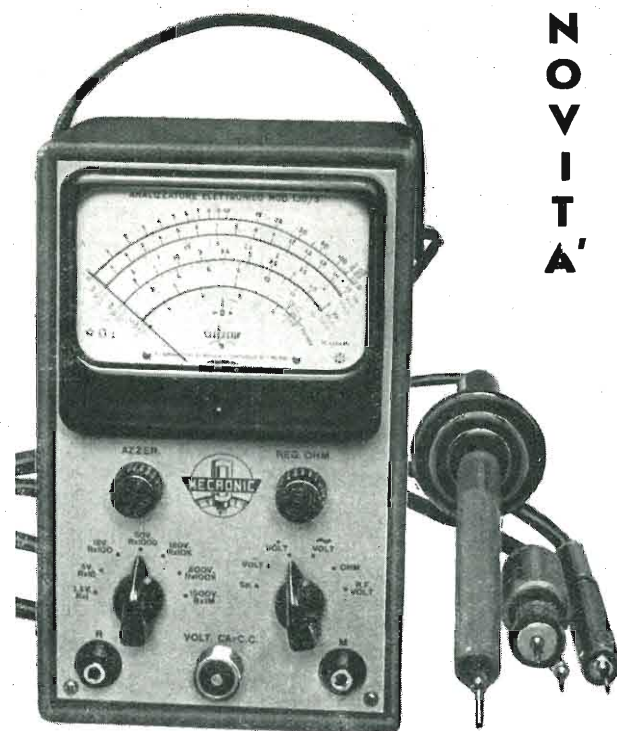
GENERATORE T.V. MOD. 303

MASSIMA PRECISIONE
ESTREMA PRATICITA'
E VELOCITA' DI TARATURA

Caratteristiche:

Frequenza d'uscita. corrispondente ai nove canali europei. Canale media frequenza.

Tipo di marcatori: ad intensificazione luminosa su asse Z

Linearità di ampiezza: ± 1 dB per Δ F = 18 Mc/s

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

N O V I T À

ANALIZZATORE ELETTRONICO
mod. 131/S

Caratteristiche

Voltometro per tensione continua
Portate: 0÷1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Volt
Resistenza di ingresso: 11 MOhm
Precisione: 3% del valore f.s.

Voltometro per tensione alternata
Valore efficace:
0÷1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Volt
Valore fra picco e picco:
0 - 4 - 14 - 42 - 140 - 420 - 1400 - 4200 Volt.
Impedenza d'ingresso:
circa 1 MOhm con 60 pF derivati
Precisione: 5% del valore f.s.
Risposta di frequenza: (dipendente dall'impedenza del generatore) max 3 MHz

Ohmmetro
In 7 portate: 0,1 Ohm ÷ 1.000 MOhm

Accessori
Testina per R.F. mod. 104/S (con tubo elettronico)
Sonda per A.T. mod. 103/S

MECRONIC
FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
MILANO - Via G. JAN 5 Tel. 221.617

PREZZO DI LISTINO L. 51.000

ARTI
VIA EDOLO 27 - MILANO - TEL. 683718

STABILIZZATORI AUTOMATICI DI TENSIONE "TELM"
serie F.S.R. / I, I

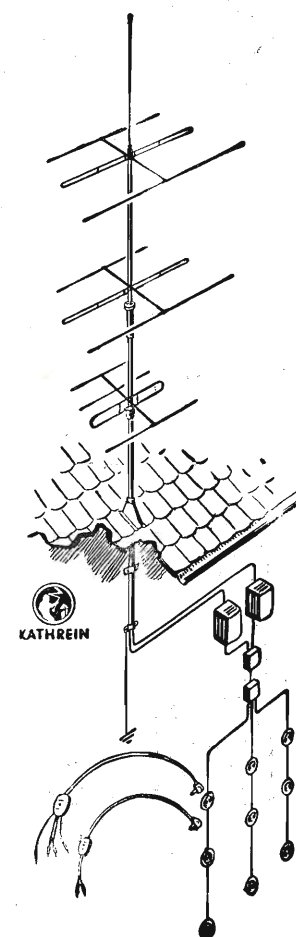
Tensione d'entrata: universale.
Tensione d'uscita: 115-220 volt con stabilità dell'1,5% rispetto al ± 20% della tensione d'entrata e dell'1,2% per variazione dell'1% della frequenza.
Frequenza: 50 Hz (a richiesta 42-45-60 Hz)
Potenza erogabile: 200-250-300-350-400 VA (per i tipi sempre pronti).
Forma d'onda della tensione d'uscita: sinusoidale con fattore di forma 1,1.
Caratteristiche d'uscita: tali da consentire il regolare funzionamento di qualsiasi apparecchio ad esso collegato.
Rendimento a pieno carico: 85% circa.
Fattore di potenza a carico: 0,92.
Temperatura: secondo norme C.E.I.
Funzionamento: anche a vuoto senza pericoli di guasti.
Flusso disperso: alla distanza minima di 50 ÷ 60 cm non ha più nessuna influenza sugli apparecchi alimentati.
Garanzia: anni uno.
A richiesta si forniscono stabilizzatori automatici di tensione a ferro saturo della potenza da 1 a 3000 VA per apparecchiature di precisione e industriali.

TRASFORMATORI PER TRANSISTORI

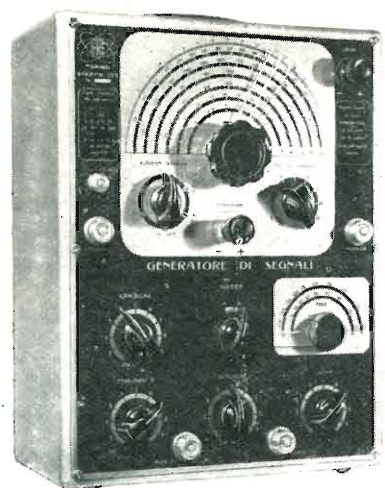
Peso gr. 10

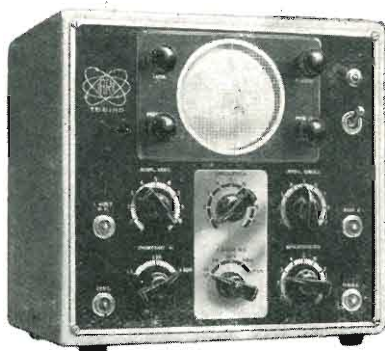
Serie miniatura per apparecchi portatili.
Intertransistoriali e d'uscita controfase.
Serie ultraminiatura per apparecchi per duri d'udito.
Primario ad alta impedenza.
Secondario bassa impedenza.
(Adattamento micro piezoelettrico e transistore).
Intertransistoriali.
Caratteristiche a richiesta.

Peso gr. 1

Antenne TV-MF

KATHREIN

la più vecchia e la più grande fabbrica europea 30 anni di esperienza

Rappresentante generale:
Ing. OSCAR ROJE
Via Torquato Tasso, 7 - **MILANO** - Tel. 432.241-462.319

GENERATORE SWEEP-MARKER
Mod. 103

« E' una realizzazione compatta ad alto livello funzionale, con ampie prestazioni, sicuri controlli, vasta flessibilità d'impiego. Il Generatore Sweep, in due gamme, raggiunge senza difficoltà la profondità di modulazione di 20 mhz.
Marker in 6 gamme da 4-220 Mhz in fondamentale.
Ogni sede di ogni strumento tarato punto per punto. Calibrazione del Marker con il segnale campione a 5,5 Mhz del Marker fisso controllato a cristallo di quarzo. Cancellazione e regolazione di fase del Blamking.
Regolazione della fase del segnale per l'asse tempi dell'oscilloscopio ».

OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA
Mod. 106

Le dimensioni del nuovissimo tubo R. C. DG7/5 hanno permesso la costruzione di questo strumento, per il peso e le dimensioni realmente portatile. - La moderna concezione del tubo DG7/5 consente a tutte le caratteristiche di uno strumento di analisi il circuito è sviluppato per le più vaste esigenze di linearità, sensibilità, larghezza di banda passante.

GENERATORE SVEEP-MARKER
Mod. 104

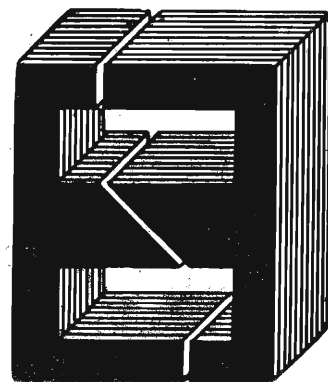
E' uno strumento studiato e realizzato per il servizio TV a domicilio. Le sue prestazioni coprono largamente le esigenze della normale periodica revisione del televisore; le sue dimensioni ridottissime e la solidità della costruzione rendono agevole e sicuro il trasporto.

IARE - TORINO - Via Madama Cristina, 95 - Tel. 682.935

IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE

TASSINARI UGO

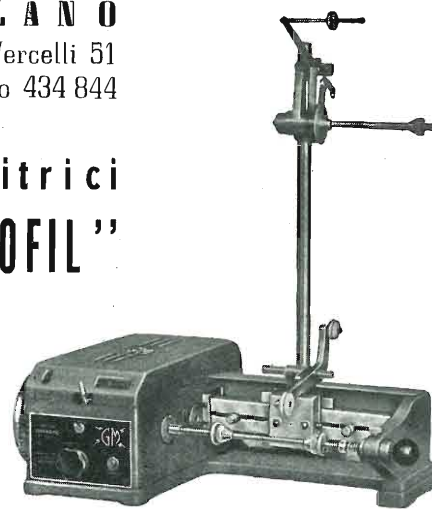
VIA PRIVATA ORISTANO N. 9 - TELEFONO N. 280.647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

GIACOM & MACCIONE

MILANO
Corso Vercelli 51
Telefono 434 844

Avvolgitrici
"SINCROFIL"

lineare tipo "A„ ad un guidafilo

Le avvolgitrici "SINCROFIL„ sono munite di **automatismo elettromagnetico** per l'inversione e la regolazione della marcia del carrello guidafilo. Tale sistema elimina tutti gli inconvenienti che si riscontrano nei complessi meccanici, ormai sorpassati.

Comando manuale a pulsante e automatico a mezzo del carrello inversione di marcia istantanea, indipendente dal rotismo della macchina.

Tutte le parti del sistema: **Prisma guida Sfere - Superficie di contatto del carrello sono temperate elettronicamente e rettificate.**

Esecuzione: Lineari per avvolgimenti con fili capillari - medi e grossi (da 0,01 a 0,30 - da 0,03 a 0,70 - da 0,05 a 1,5 - da 0,10 a 3 mm.

Lineari ed a nido d'ape multiple (da 2 a 6 guidafili per lavorazioni di serie)

SAREM

Strumenti Apparecchiature Radio Elettriche di Misura

MILANO - VIA GROSSICH, 16 - TELEF. 296.385

Analizzatore
Megaohmetro
Capacimetro

MOD. 607 (10.000 ohm/volt)
MOD. 609 (20-000 ohm/volt)

Voltmetro
Elettronico
mod. 426

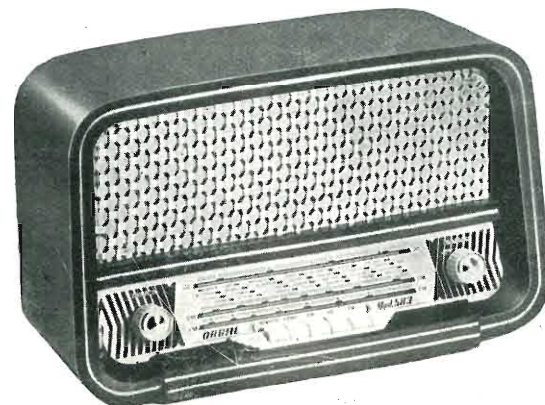
Rappresentante esclusivo:

GIACOM & MACCIONE
Corso Vercelli, 51 - MILANO - Tel. 434.844

ORGAL RADIO

DI ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

Modello FM. 583

Supereterodina a 6 valvole noval: ECC.85, EF.85, ECH.81, EABC.80, EL.84, EZ.80 - Onde corte, medie e gamma M.F. da 88-100 Mc. - Presa fono - Altoparlante elittico da 150/105 - Alimentazione in c.a. per tensioni da 110 a 220 V. - Commutazione di gamma a tastiera - Mobiletto in materiale plastico - Dimensioni: cm. 32x21x14.

MILANO - Viale Montenero, 62 - Tel. 585.494

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO

Inoltre, possiamo fornirVi lamelle con lamiera a cristalli orientati, con o senza trattamento termico.

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE

TUBI T.V.

ACCESSORI RADIO E T.V.

SCONTI ECCEZIONALI

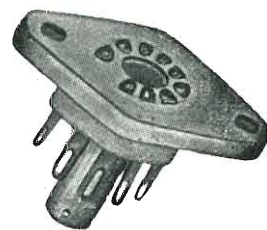
PHILIPS - TELEFUNKEN
FIVRE - MARCONI
R.C.A. - SILVANIA - DUMONT
TRANSISTORI

RADIO ARGENTINA - ROMA
VIA TORRE ARGENTINA, 47 - TELEF. 565.989

RICHIEDERE OFFERTA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

SUVAL

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»
Sede: **MILANO** - Via G. DEZZA 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.
Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

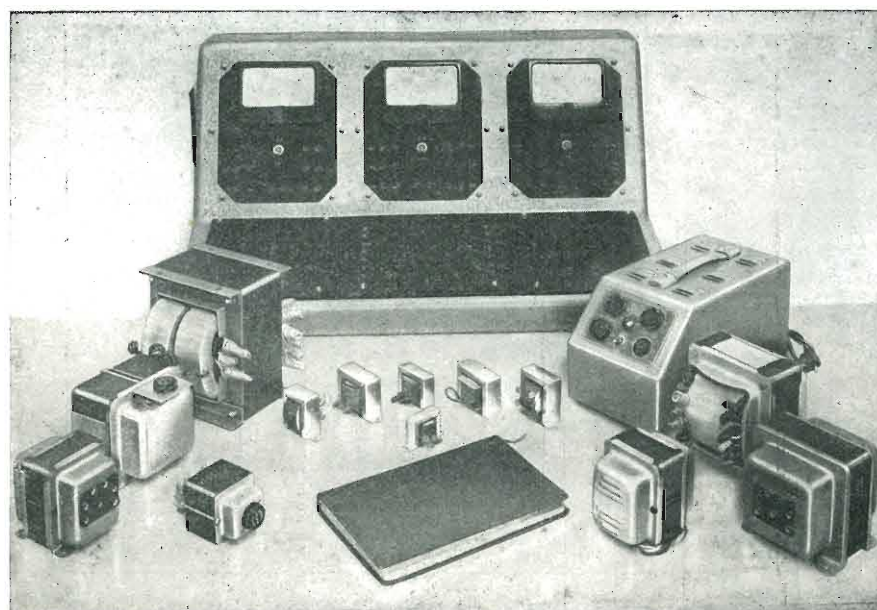
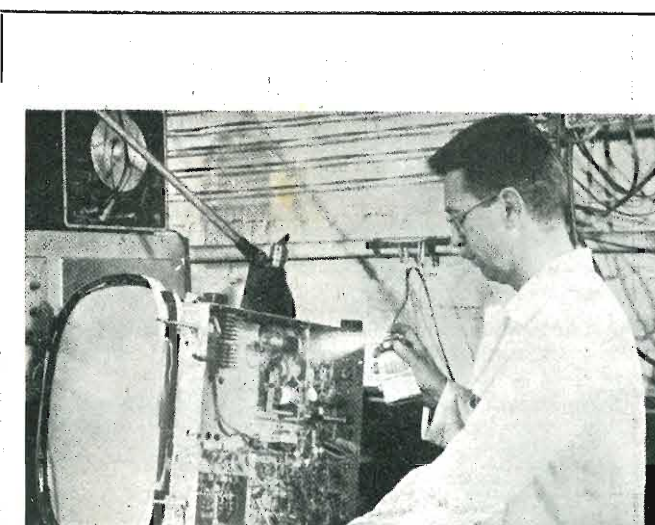
La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

---

L. A. R. E.
LABORATORIO AVVOLGIM NTI RADIO ELETTRICI

Via Marazzani, 8 (Via Palmanova) — **Dalla Pria Milano** — Telefono 240.46[illegible]

Autotrasformatori di linea e di alimentazione
Trasformatori per Televisione e Radio
Serie com lete ed esecuzioni speciali
Stabilizzatori a ferro saturo di alta qnalità

Massima rigorosità di calcolo...
Massima accuratezza di esecuzione...
Massima sicurezza di buon funzionamento!

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.
Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzo a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona**, frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV. L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica *KRYLON TV*

Concessionario di vendita per l'Italia:
R. G. R.
CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TEL. 8480580

DRAC.

UN TELEVISORE IN OGNI CASA con sole 2900 lire al mese

Anche un **bambino** può costruire un **televisore** perfettamente funzionante ed economico con i

FUMETTI TECNICI

I TECNICI T.V. IN ITALIA SONO POCHI, PERCIO' RICHIESTISSIMI

Siate dunque fra i primi: Specializzatevi in Televisione, con un'ora giornaliera di facile studio e piccola spesa rateale

NON BOCCIATE UN'IDEA PRIMA DI SAPERE DI CHE SI TRATTA!

La Scuola **dona** nel **Corso T.V.: Televisore 17" o 21"** con Mobile, un **Oscillografo** a Raggi Catodici e un **Voltmetro elettronico** ● La Scuola **dona** nel **Corso Radio: Attrezzatura per Radioriparatore** (Tester - Provavalvole - Oscillatore FM / TV - Trasmettitore) e **Apparecchio Radio a modulazione di frequenza** con Mobile

INDICARE LA SPECIALITÀ PRESCELTA

Corsi per RADIOTECNICO - MOTORISTA - DISEGNATORE - RADIOTELEGRAFISTA ELETTRAUTO - ELETTRICISTA - CAPOMASTRO - TECNICO TV - MECCANICO - ecc.

Richiedete Bollettino (4) informativo gratuito alla:

SCUOLA POLITECNICA ITALIANA Viale Regina Margherita, 294/4 - ROMA
Istituto autorizzato dal Ministero Pubblica Istruzione

L'UNICA SCUOLA CHE ADOTTA IL METODO PRATICO BREVETTATO AMERICANO DEI

FUMETTI TECNICI